



Gonçalo Duarte Martins

Licenciado em Ciências da Engenharia
Eletrotécnica e Computadores

Automação do Controlo da Frequência de Ressonância de um Sistema de Transmissão de Energia sem Fios

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e Computadores

Orientador: Professor Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev , Prof.
Auxiliar, FCT-UNL

Co-orientador: Mestre Luis Filipe Romba Jorge, Doutorando, FCT-
UNL

Júri

Presidente: Professor Doutor Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira
Arguente: Professor Doutor Fernando José Almeida Vieira do Coito
Vogal: Mestre Luis Filipe Romba Jorge



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Setembro, 2017

Automação do Controlo da Frequência de Ressonância de um Sistema de Transmissão de Energia sem Fios

Copyright © Gonçalo Duarte Martins, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade NOVA de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

*"Isolation is the gift, all the others are a test to your endurance,
of how much you really want to do it."*

- Go all the way by Charles Bukowski

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar quero agradecer do fundo do coração à minha namorada, amiga e companheira Sara Monteiro, sem o teu apoio e amor incondicionais eu não estava aqui.

Em segundo lugar aos meus pais e à minha irmã, por todos os sacrifícios que fizeram para eu me poder formar, sem vocês eu não era nada e não estava aqui.

Aos meus sogros e cunhado, que sempre me trataram como parte da família e me trouxeram tanta paz e felicidade, com vocês aprendi a desfrutar a vida, sem vocês eu não estava aqui.

Aos meus amigos, colegas e familiares, sem vocês esta aventura não teria piada e assim não vale a pena viver, sem vocês eu não estava aqui.

À minha prima Dina, nunca conheci ninguém tão sábio e tão bom contador de histórias. Ensinaste-me o prazer por aprender. As nossas conversas trouxeram-me sempre serenidade e direção, sem ti eu não estava aqui.

Agradeço também à Universidade Nova de Lisboa, à Faculdade de Ciências e Tecnologia e a todo o corpo docente, por me terem acolhido e pela formação que proporcionaram, sem vocês eu não estava aqui.

Finalmente, quero agradecer ao Professor Dr. Stanimir Stoyanov Valtchev por ter proposto o tema e ao Engenheiro Luis Romba Jorge pelo tempo dedicado a este trabalho.

Obrigado,

Gonçalo Duarte Martins

Segunda-Feira, 25 de Setembro de 2017

RESUMO

Com o crescimento da frota de Veículos Eléctricos surge a necessidade de uma nova abordagem aos métodos de carregamento. Assim sendo, o método de carregamento por transmissão de energia sem fios representa uma opção mais flexível tanto para carregamentos lentos como para carregamentos rápidos. Adicionalmente, este princípio de funcionamento possibilita também o carregamento em movimento.

Deste modo, o processo de transferência de energia sem contacto que se manifesta mais promissor até ao momento é o acoplamento magnético ressonante, baseado em ressonância magnética. Este é o processo destaca-se por ser não-radioactivo e imune a qualquer bloqueio por materiais não ressonantes. Assim, o [Magnetic Coupled Resonance \(MCR\)](#) pressupõe o uso de um sistema de ressonância, galvanicamente isolado, quer na emissão quer na recepção.

Nesse sentido, sempre que se verifique uma variação no valor impedante da carga, existe uma reflexão de impedância no sentido da carga para o gerador fazendo, consequentemente, com que esta mesma variação origine uma variação de frequência nos circuitos ressonantes.

Desta forma, este trabalho propõe um método de controlo automático de frequência recorrendo a um núcleo magnético saturável para garantir o correcto funcionamento do sistema, aumentando a eficiência de transmissão e consequentemente, reduzindo o tempo de carregamento do veículo.

Palavras-chave: Núcleo Magnético Saturável; Transmissão de energia eléctrica sem contacto; Acoplamento Magnético Ressonante.

ABSTRACT

The growth of the Electric Vehicles fleet urges the need for a new approach to the charging methods. Charging by [Wireless Power Transfer \(WPT\)](#) is the best option as it allows for greater flexibility for both fast and slow charge. In addition, this system principle of operation also allows for charging in movement.

For this purpose, the most promising contactless energy transfer method at the present moment is [MCR](#). The operation of this process is based on magnetic resonance so it implies the use of the same frequency in both the transmitter and the receiver. [MCR](#) also assumes the use of a galvanically isolated resonance system, both in emission and reception.

Whenever there is a variation in the load impedance value, there is an impedance reflection from the load to the generator. This alteration causes a shift in the resonant frequency of the circuits. This work proposes an automatic method of frequency control adopting a [Saturable-Core Reactor \(SCR\)](#) to ensure the correct operation of the system. In this way we increase the efficiency of transmission and consequently reduce the loading time of the vehicle.

Keywords: Wireless Power Transfer; Magnetic Coupled Resonance; Saturable-Core Reactor; Electric Vehicles;

ÍNDICE

Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xix
Siglas	xxi
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivo	2
1.3 Contribuições Originais	2
1.4 Organização da Dissertação	3
1.5 Sinopse	3
2 Estado da Arte	5
2.1 Introdução Histórica às tecnologias WPT	5
2.1.1 Ondas Eletromagnéticas e a Saúde	7
2.2 Acoplamento Magnético Ressonante	8
2.2.1 Ressonância	8
2.2.2 Frequência de Ressonância	8
2.2.3 Fator de Qualidade (Q)	8
2.3 Sistemas WPT ressonantes	9
2.3.1 Acoplamento Indutivo	9
2.3.2 Acoplamento Magnético Auto-Ressonante forte	10
2.3.3 Acoplamento Magnético Ressonante	10
2.4 Desenvolvimentos recentes em Acoplamento Magnético Ressonante	12
2.4.1 Ajuste de Frequência Ótima	12
2.4.2 Adaptação com Carga Ótima	14
2.4.3 Manipulação do Acoplamento	15
2.4.4 Utilização de bobines de retransmissão	15
2.4.5 Utilização de Ressonadores-Dominó	17
2.4.6 Utilização de Matrizes de Bobines	18
2.4.7 Redução da Resistência dos Enrolamentos	19
2.4.8 Maximização de eficiência durante desalinhamento de bobines	20

2.5	Amplificador Magnético ou Saturable Core Reactor (SCR)	23
2.5.1	Introdução	23
2.5.2	Princípio de Funcionamento	24
2.6	Sinopse	25
3	Trabalho Desenvolvido	27
3.1	Sistema WPT implementado	27
3.2	Circuito Ressonante	28
3.3	Circuito de Controlo	29
3.3.1	Aquisição de Dados	30
3.3.2	Controlador	36
3.3.3	Atuador	37
3.4	Resultado Final	39
3.4.1	Sinopse	41
4	Testes e Resultados	43
4.1	Análise do sistema de transmissão de energia sem fios	43
4.1.1	Bobine Driver	43
4.1.2	Bobine Carga	44
4.1.3	Núcleo Saturável	44
4.1.4	Circuito Ressonante TX	45
4.1.5	Circuito Ressonante RX	45
4.2	Teste ao circuito Circuito de Controlo	46
4.3	Sinopse	47
5	Conclusões e proposta de trabalhos futuros	61
5.1	Conclusões	61
5.2	Proposta de Trabalhos Futuros	63
	Bibliografia	65
I	Anexo 1 Código Arduino	69

LISTA DE FIGURAS

2.1	Circuito equivalente de um ressoador eletromagnético	8
2.2	Acoplamento Indutivo.	9
2.3	Acoplamento auto-ressonante "forte".	10
2.4	Acoplamento magnético ressonante.	10
2.5	Circuito equivalente do sistema ressonante de 4 bobines. (a) Modelo Completo e (b) Modelo Simplificado.	11
2.6	Desenho do um WPT com acoplamento magnético ressonante com amplificador de RF capaz de medir a potência transmitida e refletida [30]	13
2.7	Análise de eficiência de sincronização automática em relação à frequência fixa em deslocamento axial. [30].	13
2.8	Análise de eficiência de sincronização automática em relação à frequência fixa em deslocamento angular. [30].	14
2.9	Comparação da eficiência do acoplamento de duas bobines em espiral [27]	14
2.10	Esquemático do sistema de WPT [7].	15
2.11	Eficiência do sistema de acoplamento ressonante em função da distância para as montagens coaxiais e perpendiculares das bobines de retransmissão.[16]	16
2.12	Distribuição do fluxo magnético:[35].	17
2.13	Várias formas dominó de WPT ressoadores: (a) linha recta, (b) em curva, (c) circular, (d) uma corrente a dividir-se em duas [36].	18
2.14	Um exemplo prático de um sistema WPT com ressoadores-dominó a alimentar uma lâmpada fluorescente compacta de 14W [36].	19
2.15	Esquemático das matrizes de bobines 2TX x 2RX do sistema WPT proposto em [29](d =distância entre TX e RX, s = espaçamento entre duas bobines adjacentes, p = espaçamento entre enrolamentos, C_{TXi} , C_{RXi} são condensadores ajustáveis e R_{Si} , R_{Li} são as resistência da fonte e da carga).	20
2.16	Desenho tridimensional da superfície espiral da bobine proposta em [22]: (a) Vista Isométrica, (b) Vista Inferior.	21
2.17	Configuração de desalinhamento lateral das bobines TX e RX: (a) geometria circular representando o solenóide e a bobine circular em espiral, (b) geometria quadrada representando as bobines em espiral quadradas [9].	21

2.18	Configuração de desalinhamento angular das bobines TX e RX: (a) geometria circular representando o solenóide e a bobine circular em espiral, (b) geometria quadrada representando as bobines em espiral quadradas [9].	22
2.19	Núcleo saturável básico do qual o Magnetic Amplifier é derivado[28].	24
2.20	Relação entre corrente de controlo e o fluxo magnético no núcleo, demonstrando como a permeabilidade do núcleo varia.[28].	25
3.1	Diagrama de blocos do sistema de WPT completo.	28
3.2	Fotografia do circuito de transmissão de energia sem fios.	28
3.3	Circuito Ressonante	29
3.4	Fotografia do circuito de ressonância.	29
3.5	Diagrama de blocos do circuito de controlo (1ª fase).	30
3.6	Fotografia do Sensor Toroidal acoplado ao circuito ressonante.	31
3.7	Circuito amplificador	32
3.8	Simulação do amplificador com sinal de entrada $0.3V$ e $f = 100KHz$	32
3.9	Montagem do Amplificador	33
3.10	Resultados do Teste com sinal de entrada $0.3V$ e $f = 100KHz$	33
3.11	Amplificador Operacional com montagem não-inversora.	34
3.12	Simulação do Amplificador Operacional com montagem não-inversora.	34
3.13	Montagem do amplificador transistorado em série com o amplificador operacional.	35
3.14	Diagrama de ligações para conversão F/T (TTL input).	36
3.15	Teste da montagem do Conversor F/T, a amarelo o sinal de entrada e azul e o sinal de saída, a diferentes frequências.	37
3.16	Teste da montagem do Amplificador em série com o Conversor	38
3.17	Montagem do amplificador em série com o conversor F/T.	38
3.18	Circuito atuador	39
3.19	Gráfico da simulação variação da corrente de controlo em função do duty cycle.	39
3.20	Gráfico da variação da corrente (real) no circuito implementado.	40
3.21	Diagrama de blocos do sistema de controlo final.	40
3.22	Fotografia do resultado final do circuito de controlo com os componente identificados.	41
4.1	Variação da Impedância e da fase bobine driver em função da frequência.	44
4.2	Variação da Impedância e fase da bobine de carga em vazio em função da frequência.	44
4.3	Variação da Indutância do Núcleo Saturável em função da corrente de controlo (DC). A verde, o SCR isolado e a azul o SCR mais a indutância do circuito ressonante.	45
4.4	Gráficos da Impedância e da fase do circuito ressonante TX para diferentes correntes de controlo.	49

4.5	Variação da frequência de ressonância em função da corrente de controlo do circuito ressonante TX.	50
4.6	Variação da Impedância Máxima do circuito ressonante Tx em função da corrente de controlo.	50
4.7	Gráficos da Impedância e da fase do circuito ressonante RX para diferentes correntes de controlo.	51
4.8	Variação da frequência de ressonância em função da corrente de controlo do circuito ressonante RX.	52
4.9	Variação da Impedância Máxima do circuito ressonante RX em função da corrente de controlo.	52
4.10	Fotografia da bancada de trabalho com todos o equipamento utilizados para a realização dos testes.	53
4.11	Gráficos da variação da tensão de entrada V_{in} em valor eficaz para diferentes frequências de switching e distância de $d = 20cm$	53
4.12	Fotografia dos resultados obtidos após a sintonização automática da frequência ressonante para diferentes frequências de switching e $d = 20cm$. O canal 1 é o sinal injetado na bobine driver; o canal 2 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; o canal 3 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; canal 4 é sinal a saída do amplificador que vai ser lido pelo arduino.	54
4.13	Gráficos da variação da tensão de entrada V_{in} em valor eficaz para diferentes frequências de switching e distância de $d = 10cm$	55
4.14	Fotografia dos resultados obtidos após a sintonização automática da frequência ressonante para diferentes frequências de switching e $d = 10cm$. O canal 1 é o sinal injetado na bobine driver; o canal 2 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; o canal 3 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; canal 4 é sinal a saída do amplificador que vai ser lido pelo arduino.	56
4.15	Gráficos da variação da tensão de entrada V_{in} em valor eficaz para diferentes frequências de switching e distância de $d = 5cm$	57
4.16	Fotografia dos resultados obtidos após a sintonização automática da frequência ressonante para diferentes frequências de switching e $d = 5cm$. O canal 1 é o sinal injetado na bobine driver; o canal 2 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; o canal 3 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; canal 4 é sinal a saída do amplificador que vai ser lido pelo arduino.	58
4.17	Gráficos da variação da eficiência de tensão em função da distância para diferentes frequências de switching.	59

LISTA DE TABELAS

1.1 Organização da dissertação.	3
---	---

SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital.
CDA	Conversor Digital-Analógico.
CMT	Coupled-Mode Theory.
MCR	Magnetic Coupled Resonance.
PWM	Pulse-Width Modulation.
SCMR	Strongly Coupled Magnetic Resonance.
SCR	Saturable-Core Reactor.
TTL	Transistor-Transistor Logic.
WPT	Wireless Power Transfer.

SIMBOLOGIA

R – Resistência

Rx – Receptor

RF – Radiofrequência

Ls – Indutância da fonte

Ll – Indutância de carga

Cp – Capacitância Parasita

C – Condensador

fr – Frequência de Ressonância

fs – Frequência de Switching

μ_0 – Permeabilidade Magnética no Vácuo - $4\pi * 10^{-7}$

Rs – Resistência da Fonte

Rl – Resistência de carga

Vs – tensão da fonte

Mij – indução Mútua

Zin – impedância de entrada

Zl – impedância de carga

Wa – energia armazenada

Wd – energia dissipada por ciclo

INTRODUÇÃO

"The journey of a thousand miles begins with a single step."

- Laozi

Este capítulo está dividido em quatro partes: motivação, objetivos, contribuições originais terminando com a organização da dissertação. Em primeiro lugar, é feita uma apresentação sobre a relevância deste trabalho. De seguida, é definido o objetivo da dissertação. Por fim, é feita uma exposição das contribuições originais e apresentada a organização da tese.

1.1 Motivação

Uma vez que a motivação pessoal se constitui no combustível para a realização humana, procurou aliar-se a curiosidade pelo eletromagnetismo e carros elétricos ao desenvolvimento desta tecnologia - transmissão de energia sem fios. Assim, dado que o mundo da energia está a mudar rapidamente, fornecendo soluções e, ao mesmo tempo, desafios de inúmeras maneiras, a produção e utilização de energia é movida por três fatores principais: demografia, economia e tecnologia.

Com o crescimento da população, da automação das indústrias e o desenvolvimento da tecnologia, o consumo energético aumentou exponencialmente nas últimas décadas. Naturalmente, os meios de transmissão de energia sofreram inúmeras alterações de maneira a suportar as necessidades globais. No entanto, a evolução e utilização das tecnologias móveis e a adaptação da energia elétrica aos meios de transporte tornaram o uso de cabelagens desadequado. Nesse sentido, é assim necessário uma nova abordagem sobre a maneira como estes dispositivos vão ser sustentados.

Os principais obstáculos à expansão destas inovações prendem-se com a autonomia e mobilidade. Assim, a autonomia é limitada pelo tamanho e qualidade da bateria, na

medida em que, uma vez esgotada torna o dispositivo inutilizável, até nova recarga ou substituição da mesma. Por outro lado, a mobilidade é eliminada devido à inevitabilidade de ligar, por cabo e durante longos períodos de tempo, o dispositivo a uma fonte de energia.

A transmissão de energia sem contacto ou **WPT** vem facilitar este processo, começando pela eliminação de cabos e conetores. A exclusão de componentes propensos a falhas tornam os dispositivos mais fiáveis, leves e compactos. Esta simplificação impulsiona ainda a standardização dos métodos de carregamento. A capacidade de este método possibilitar a transferência em movimento torna-o ainda mais interessante, pois a eventualidade de carregar veículos elétricos em deslocação vai ter grande influência na sua autonomia, assim como vai motivar a diminuição do tamanho das baterias (uma vez que a energia elétrica estará mais acessível). Por todas estas razões, a utilidade inegável destes métodos, assim como o leque infindável de aplicações, tornam imperativo o desenvolvimento destas tecnologias.

A elaboração desta dissertação procura contribuir para essa evolução, na medida em que o estudo da sincronização de frequências se tornou impreterível no desenvolvimento da tecnologia **MCR**. Pretende-se, assim, desta forma, dar mais um passo nessa direcção.

1.2 Objetivo

O principal objetivo deste trabalho é conceber um sistema de controlo automático de frequência, de forma a que este seja capaz de sintonizar a frequência de ressonância (ou natural) de um sistema de transmissão de energia sem fios baseado em acoplamento magnético ressonante.

O sistema deve, em primeiro lugar, ser capaz de identificar o ponto óptimo de funcionamento e, em segundo lugar, garantir que o sistema continua a funcionar nesse mesmo ponto. Com essa finalidade, é proposto utilizar um sensor toroidal para fazer a recolha dos dados, um microcontrolador *ArduinoMega* para o processamento e um núcleo magnético saturável para controlar a indutância dos circuitos ressonantes.

1.3 Contribuições Originais

As contribuições originais deste trabalho podem resumir-se a:

- ☐ Automatização do sistema de controlo de frequência recorrendo à utilização de um microcontrolador *ArduinoMega*;
- ☐ Utilização de um núcleo saturável para a sintonização da frequência natural dos circuitos ressonantes.

1.4 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em 5 capítulos, conforme Tabela ??.

Tabela 1.1: Organização da dissertação.

Capítulo	Resumo do Capítulo
1	São apresentadas as motivações, definidos os objetivos e apresentada a organização da dissertação
2	É feita uma introdução histórica no desenvolvimento das tecnologias de transmissão de energia sem fios. De seguida, são apresentadas diferentes técnicas baseadas em ressonância magnética passando depois a enumerar abordagens diferentes para aumentar a eficiência e distâncias de transmissão.
3	É descrito todo o trabalho prático desenvolvido na construção do sistema de controlo e é explicado o seu funcionamento.
4	Resumo Neste capítulo são apresentadas todas as medições e resultados obtidos. É estudada a performance do controlador para diversos pontos de funcionamento, avaliado pela eficiência de transmissão.
5	Resumo Neste capítulo são apresentadas as conclusões e propostas de desenvolvimento deste tema.

1.5 Sinopse

Este capítulo de introdução iniciou-se com a motivação do autor para desenvolver esta dissertação, referindo também o impacto que o desenvolvimento da tecnologia [WPT](#) pode ter sobre o quotidiano. Posteriormente, foram também enumerados os objetivos que se pretendiam alcançar assim como as especificações relativas ao trabalho final.

ESTADO DA ARTE

"If i have seen further than others, it is by standing upon the shoulders of giants."

- Isaac Newton

Neste capítulo é feita uma introdução histórica sobre a evolução do tema e das implicações que este pode ter na saúde humana. De seguida, são apresentados os fundamentos teóricos que suportam esta tese e é abordado o funcionamento das tecnologias de transmissão de energia sem fios baseada em ressonância magnética. Posteriormente, são apresentadas os desenvolvimentos recentes nas tecnologias de acoplamento magnético ressonante. Finalmente, é explanado o funcionamento dos amplificadores magnéticos.

2.1 Introdução Histórica às tecnologias WPT

A lei da conservação de energia em termodinâmica estabelece que *a quantidade total de energia de um sistema isolado permanece constante*. Uma maneira informal de enunciar esta lei é a de dizer que: *a energia não pode ser criada nem destruída, pode apenas ser transformada*.

A Natureza é "perita" a utilizar esta lei fundamental da física favorecendo a vida e a evolução das espécies em todo o planeta. Assim, é possível afirmar que o ser humano está tão acostumado a viver sobre o seu domínio que não presta atenção à sua existência nem à forma como esta influencia os seus hábitos de vida.

No entanto, desde a origem da humanidade a espécie humana tem utilizado a energia da Natureza em seu proveito. Fazendo uma retrospectiva da evolução do homem é possível verificar que: quando o fogo foi descoberto, a primeira coisa que o homem fez foi transportá-lo para um abrigo. Mais tarde, aprendeu a recolher e a transportar diversos combustíveis, como o carvão, para serem utilizados como fontes de calor e iluminação. O transporte de energia tornou-se assim uma peça fundamental no desenvolvimento de comunidades. Tão fundamental que, quando se descobriu a energia elétrica, a maior e

mais sofisticada rede de energia conhecida pela humanidade foi rapidamente construída. A construção desta rede impulsionou grandes avanços na ciência focados na otimização da eficiência de transporte de energia.

Mais tarde, com desenvolvimento da humanidade foram necessárias novas formas de fazer o transporte de energia de maneira a que esta fosse capaz de se adaptar às exigências da atualidade.

Assim, alguns dos mecanismos de transmissão de energia sem contacto entram nas seguintes categorias:

- **Laser:** Um raio laser é uma amplificação da luz por emissão estimulada de radiação, sendo que este é capaz de transportar grandes quantidades de energia. Tal característica torna este mecanismo uma forma eficiente de transportar energia de ponto a ponto em linha de visão. A NASA introduziu em 2003 um avião [8] controlado remotamente e alimentado à distância. A alimentação era feita através de raios lasers e de uma célula fotovoltaica sensível a infravermelhos que funciona como coletor de energia. De facto, um esquema proposto é o de alimentação de satélites e transmissão de energia sem fios quando nenhum outro método for viável.
- **Ondas Rádio e Microondas:** Glaser [11] demonstra como transmitir grandes potências a longas distâncias usando Microondas. Para além disso, existe todo um campo de pesquisa sobre rectenas [1] [2], que são antenas capazes de recolher energia de ondas rádio.
- **Princípio piezoelétrico**[13]: Foi demonstrada a possibilidade de transmitir energia sem contato utilizando transdutores piezoelétricos. Desta maneira, foram capazes de transformar energia elétrica em energia mecânica permitindo desta maneira transmitir energia através de ondas vibratórias para posteriormente serem convertidas em eletricidade no receptor.
- **Indução Magnética:** [3] [10] [23] O acoplamento indutivo funciona num sistema ressonante entre as bobinas de dois circuitos LC. O principal problema é que a máxima eficiência é alcançada quando o emissor e o receptor estão muito próximos um do outro. Em [24] foi desenvolvida uma aplicação WPT para implantes biomédicos.
- **Acoplamento Magnético Ressonante "Forte":** Em [17] e [20] foi apresentado um método de transmissão WPT que recorre a duas bobinas auto-ressonantes a funcionar num regime de acoplamento magnético ressonante ("forte"). Este método provou ser capaz de transmitir energia de forma eficiente até algumas dezenas de centímetros.

O princípio de transmissão **Strongly Coupled Magnetic Resonance (SCMR)** estudado em [20] é baseado no acoplamento magnético ressonante (**MCR**) entre dois ressoadores com a mesma frequência ressonante. Esta aproximação permite transferir energia a médias distâncias (midrange) de forma eficiente. Para além disso, outras vantagens deste

método prendem-se com o facto de este não ser radiativo e praticamente omnidirecional. Estas propriedades particulares tornam esta tecnologia atrativa para aplicações como o carregamento de veículos elétricos, robôs, redes de sensores, telemóveis, entre outros dispositivos variados. Por outro lado, é ainda necessário referir que futuros desenvolvimentos nesta tecnologia eliminarão a necessidade de cabelagens, prometendo assim revolucionar a maneira como interagimos com as tecnologias móveis.

Ainda assim, naturalmente, a ideia de transferir grandes quantidades de energia pelo ar levanta algumas preocupações que serão abordadas no próximo tópico 2.1.1.

2.1.1 Ondas Eletromagnéticas e a Saúde

Com a descoberta das ondas eletromagnéticas deu-se início a uma corrida para tirar vantagens da transmissão de informação sem fios: inicialmente com a transmissão de código Morse e, posteriormente, com a introdução do rádio, da televisão e do telefone (sendo que apressadamente estes acabaram por ser substituídos por versões digitais). Como consequência, é normal que as pessoas fiquem expostas a campos magnéticos de frequências na ordem dos Megahertz até aos Gigahertz. Nesse sentido, estando a saúde no centro de todos os direitos humanos, é primordial que todos os desenvolvimentos tecnológicos tenham sempre em consideração a segurança e saúde humana. Sendo fundamentadas as preocupações da população sobre os impactos desta exposição a toda a radiação gerada pela sociedade é adicionada ao debate as preocupações com a transmissão de energia sem fios que trabalham com sinais eletromagnéticos.

Já foram completados alguns estudos [6] [12], sobre o efeito das ondas eletromagnéticas no corpo humano, em particular os telemóveis, verificando que apenas nos níveis superiores de segurança internacional alguns efeitos nos genes são identificados. Mas em [33] é assegurado que ainda não se consegue determinar os efeitos a curto e longo prazo da exposição a ondas eletromagnéticas como as emitidas pelas estações de rádio e redes celulares. No entanto, em [4] foi feito um estudo em 10497 marinheiros da Frota Real Norueguesa. O resultado, para os que trabalhavam a menos de 10 metros das estação de rádio e dos radares, foi um aumento de infertilidade e um maior número de nascimentos de mulheres do que homens. O aumento de infertilidade está de acordo com outro estudo [15] que determina que a qualidade do sêmen diminui em homens que, por razões de empregabilidade (eletricistas, soldadores, etc.), estão constantemente expostos a ondas eletromagnéticas incluindo microondas. Estes estudos concluem que alguns efeitos ocorrem nos humanos, principalmente para altas frequências.

Resumindo, podemos concluir que existe uma relação entre duas grandezas: frequência e potência. Para aplicações de alta frequência, como no caso das telecomunicações, é desejado baixas potências com o objetivo de minimizar a influência que estas possam ter no corpo humano, no entanto para frequências baixas, podemos utilizar potências mais elevadas, como no caso da transmissão de energia, uma vez que estas não terão tantas implicações na saúde.

2.2 Acoplamento Magnético Ressonante

2.2.1 Ressonância

A ressonância é um fenômeno que ocorre na natureza de muitas maneiras diferentes. De forma geral, a ressonância envolve a oscilação de energia entre dois modos. Desta maneira, um exemplo simples que ilustra este evento é o caso do pêndulo, onde a energia do sistema oscila entre duas formas: cinética e potencial.

Num sistema em ressonância é possível armazenar grandes quantidades de energia com apenas pequenas excitações periódicas: a acumulação surge quando a energia absorvida é superior à energia perdida no sistema, pelo que isto acontece quando o período de excitação é igual ao ritmo máximo de absorção de energia do sistema.

2.2.2 Frequência de Ressonância

A Fig 2.1 apresenta um simples ressoador eletromagnético. Este circuito RLC série é constituído por: uma resistência (R), uma bobine (L) e um condensador (C).

Nota: Se este circuito fosse RLC paralelo também era constituído pelos mesmos componentes e a frequência de ressonância era calculada utilizando a mesma fórmula.

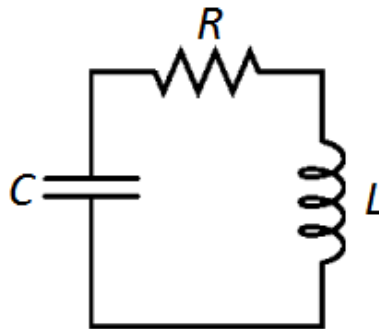


Figura 2.1: Circuito equivalente de um ressoador eletromagnético

Na Fig. 2.1, a energia é armazenada no campo magnético da bobine e no campo elétrico do condensador e é dissipada na resistência. Para os circuitos RLC a frequência de ressonância é dada por Eq.2.1 assim como definido por [26]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

2.2.3 Fator de Qualidade (Q)

O fator de qualidade é uma medida adimensional que descreve a qualidade de um circuito ressonante, sendo a qualidade definida pela capacidade desse circuito armazenar energia.

$$Q = \frac{W_a}{W_p} \quad (2.2)$$

Onde W_a é a energia armazenada e W_p é a energia perdida por ciclo.

No entanto o fator de qualidade para um circuito RLC é normalmente definido por[26]:

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Gamma} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (2.3)$$

Onde ω_0 é a frequência de ressonância e Γ é o fator de amortecimento.

O fator de qualidade é inversamente proporcional à taxa de amortecimento (Γ). Isto significa que quanto maior for Q menor será a percentagem de energia desperdiçada. Da expressão de Q também podemos concluir que diminuindo as perdas no circuito, ou seja, diminuindo R, aumenta-se o fator de qualidade.

Em sistemas WPT altamente ressonantes é necessário os ressoadores terem um fator de qualidade elevado para transferir energia de forma eficiente. Assim, os ressoadores eletromagnéticos de Q-elevado são feitos tipicamente de condutores e componentes com baixas perdas ôhmicas e de radiação, o que resulta numa banda ressonante de largura relativamente estreita. Além disso, os ressoadores podem ser projectados especialmente para evitarem interações com objetos não ressonantes, evitando assim perdas.

2.3 Sistemas WPT ressonantes

2.3.1 Acoplamento Indutivo

O acoplamento indutivo em [24] é um acoplamento ressonante entre dois circuitos LC com a mesma frequência ressonante, transferindo energia de uma bobine para a outra como apresentado em Fig.2.2. A principal desvantagem desta técnica é a rápida perda de eficiência assim que as bobines são afastadas mais do que alguns milímetros.

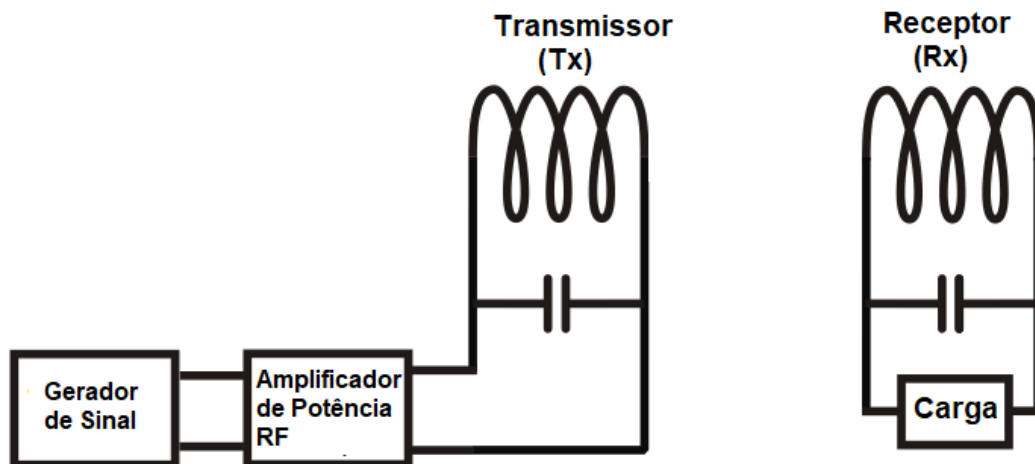


Figura 2.2: Acoplamento Indutivo.

2.3.2 Acoplamento Magnético Auto-Ressonante forte

A auto-ressonância é um fenômeno que ocorre naturalmente para todas as bobinas. No entanto, a frequência de ressonância é normalmente muito elevada, pois o valor da capacitância parasita (C_p) é muito baixo. Ainda assim, em [19] foram efetuados testes com a montagem da Fig. 2.3.

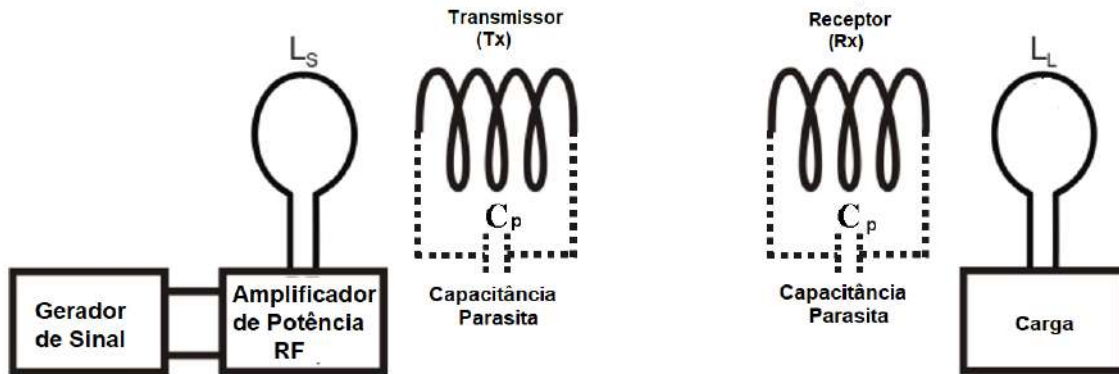


Figura 2.3: Acoplamento auto-ressonante "forte".

2.3.3 Acoplamento Magnético Ressonante

A montagem da Fig. 2.4 apresenta um esquema semelhante ao acoplamento magnético auto-ressonante forte com uma pequena modificação. A alteração consiste em substituir a capacitância parasita (C_p) por uma capacitância discreta C . Desta maneira, elimina-se a necessidade de um cabo de grande espessura para diminuir a frequência de ressonância.

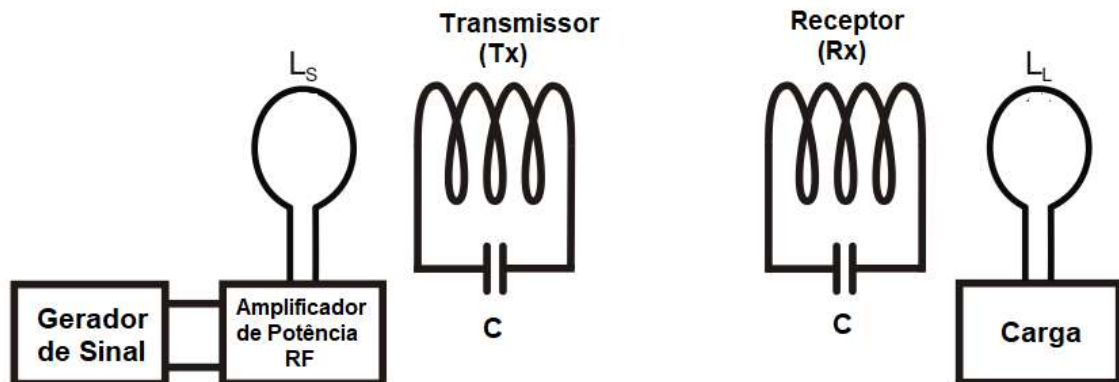
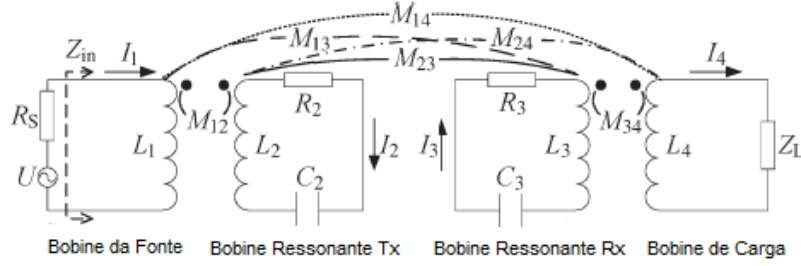


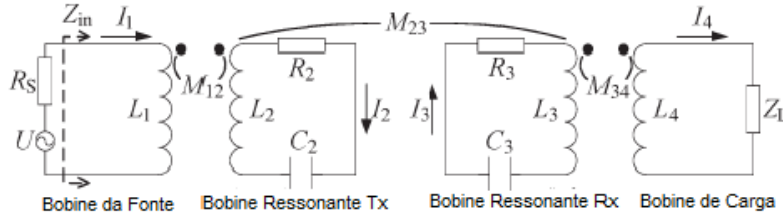
Figura 2.4: Acoplamento magnético ressonante.

Quando dois ressoadores são aproximados de maneira a que se forme um acoplamento é possível transferir energia entre eles. A eficiência de transmissão vai depender das características intrínsecas de cada um, assim como do fator de acoplamento (k) da ligação que se formou. A dinâmica dos ressoadores pode ser estudada através de [Coupled-Mode Theory \(CMT\)](#) em [14] ou através da análise do circuito equivalente do sistema acoplado de ressoadores. Na Fig. 2.5 é apresentado um modelo matemático do sistemas ressonantes.

O modelo completo é calculado tendo em consideração todas as influências entre bobines, isto é, calculando todas as indutâncias mútuas. Assim, o modelo simplificado é calculado precisamente ignorando as influências de bobines não adjacentes. As Eq.2.3.3 e Eq.2.5 são as equações dos modelos matemáticos do sistema *completo* e *simplificado* tal como definidas por [14].



a Modelo Completo



b Modelo Simplificado

Figura 2.5: Circuito equivalente do sistema ressonante de 4 bobines. (a) Modelo Completo e (b) Modelo Simplificado.

$$\begin{bmatrix} R_S + j\omega L_1 & -j\omega M_{12} & +j\omega M_{13} & -j\omega M_{14} \\ -j\omega M_{12} & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & +j\omega M_{23} & j\omega M_{24} \\ +j\omega M_{13} & -j\omega M_{23} & R_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} & -j\omega M_{34} \\ -j\omega M_{14} & j\omega M_{24} & -j\omega M_{34} & j\omega L_4 + Z_L \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} R_S + j\omega L_1 & -j\omega M_{12} & 0 & 0 \\ -j\omega M_{12} & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & +j\omega M_{23} & 0 \\ 0 & -j\omega M_{23} & R_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} & -j\omega M_{34} \\ 0 & 0 & -j\omega M_{34} & j\omega L_4 + Z_L \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.4 Desenvolvimentos recentes em Acoplamento Magnético Ressonante

Na última década têm-se observado muitos avanços na pesquisa de tecnologias de acoplamento magnético ressonante (MCR) [30] [27] [7] [5] [16], motivados principalmente pela sua capacidade de revolucionar o futuro do carregamento dos dispositivos móveis, devido às suas características de distâncias e eficiência de transmissão.

No entanto, os parâmetros físicos e de geometria das bobines de ressonância são afetados pelo movimento e pela degradação dos próprios componentes, o que muitas vezes provoca uma divisão na frequência de ressonância criando sub-ressonâncias. Consequentemente, um sistema que mantenha alta eficiência, sem variar a frequência de ressonância à distância de acoplamento, é necessário.

Para alcançar tal objetivo foram utilizadas várias aproximações, tais como:

- Ajuste de frequência e carga ótima;
- Manipulação de acoplamento;
- Utilização de bobines de retransmissão;
- Utilização de ressoadores-dominó;
- Utilização de matrizes de bobines;
- Redução da resistência dos enrolamentos;
- Maximização de eficiência durante desalinhamento de bobines.

O objetivo deste capítulo é dar a conhecer algumas das mais recentes técnicas desenvolvidas para o aumento da eficiência de transmissão.

2.4.1 Ajuste de Frequência Ótima

A sincronização de frequências é um fator muito sensível nesta técnica de WPT. Se o sistema se desvia de um intervalo limitado de frequências a interação magnética torna-se praticamente nula. Com o objetivo de maximizar a eficiência de transmissão de energia, foi desenvolvido um sistema de sintonização automática de frequência em [30].

Com a introdução de um acoplador direcional entre o gerador de sinal de potência e a bobine de transmissão é possível medir a energia, transmitida e refletida, em função da frequência. Assim sendo, quando a bobine de recepção está a uma distância suficiente, tal que, $k_{tr} > k_c$ (coeficiente de acoplamento: TR e Crítico) é possível medir o pico de ressonância permitindo ao controlador ajustar a frequência de transmissão à máxima eficiência possível. A performance da sincronização automática é apresentada na Fig 2.7 para deslocamento axial e na Fig 2.8 deslocamento axial entre Tx e Rx.

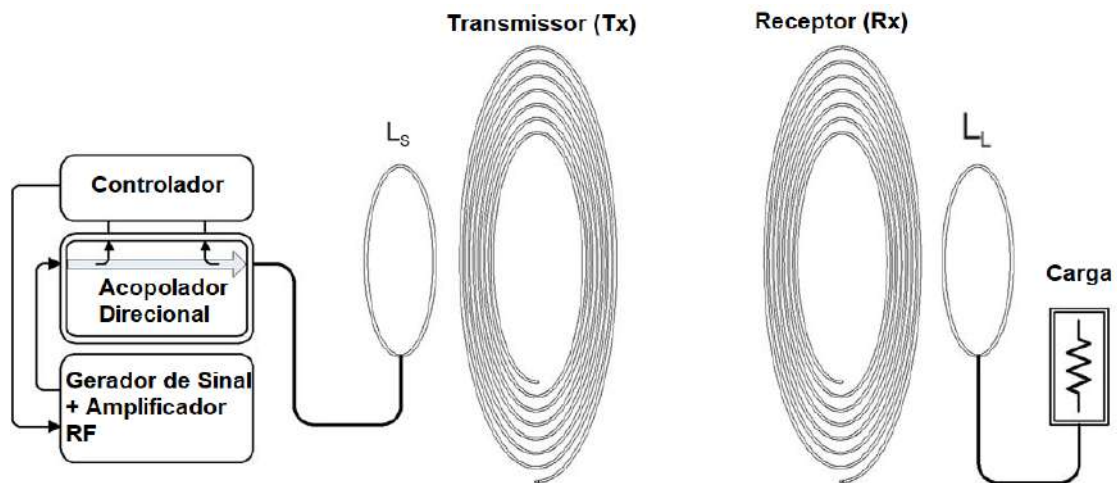


Figura 2.6: Desenho do um WPT com acoplamento magnético ressonante com amplificador de RF capaz de medir a potência transmitida e refletida [30]

Comparado com os valores de frequência de switching constante na Fig.2.7, o sistema automático é mais eficiente para distância curtas de acoplamento. A eficiência da frequência sincronizada diminui ligeiramente com o aumento da distância até um ponto crítico onde os dois gráficos se encontram, para lá do qual a eficiência de transmissão cai a pique. Na Fig.2.8 confirma-se também uma eficiência superior da frequência sintonizada até aos 65° de rotação, altura em que os dois gráficos colidem.

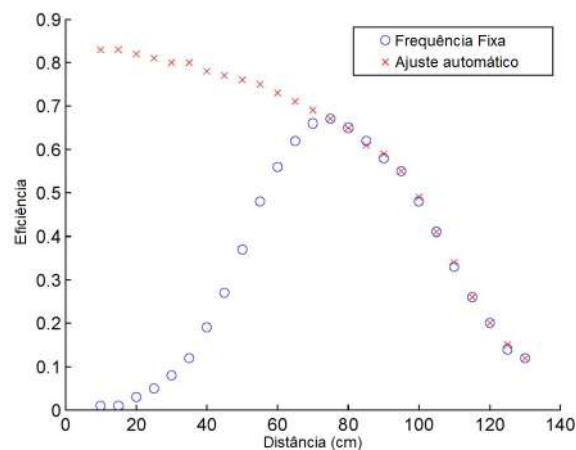


Figura 2.7: Análise de eficiência de sincronização automática em relação à frequência fixa em deslocamento axial. [30].

O principal problema da sincronização automática é que muitas vezes tende a mover a frequência de ressonância para fora da banda ISM especificadas por standards e regulamentos das comunicações sem fios.

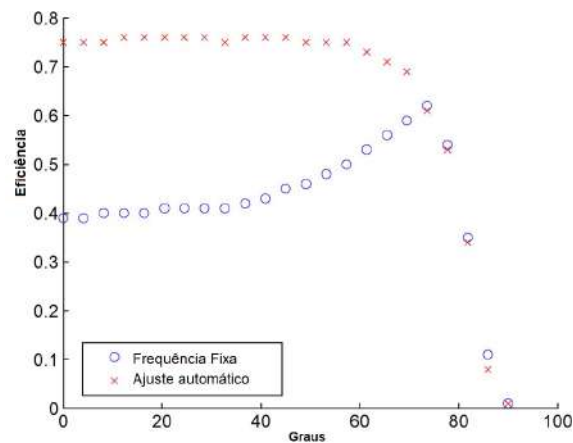


Figura 2.8: Análise de eficiência de sincronização automática em relação à frequência fixa em deslocamento angular. [30].

2.4.2 Adaptação com Carga Ótima

Em [27] é proposto outro método para alcançar alta eficiência usando sincronização de frequência. Colocando uma carga ótima a uma distância determinada é possível ajustar o fator de acoplamento. Na Fig.2.9 pode ser observada a comparação de eficiência entre vários tipos de configurações e distâncias. Neste sentido, estão representados os resultados de quatro tipos de configurações diferentes:

1. É utilizado em simultâneo a sintonização de frequência e de impedância;
2. Aqui a frequência é sintonizada para uma impedância fixa;
3. Neste caso, é utilizada uma frequência fixa com uma impedância de carga ótima;
4. Neste ponto, é utilizado um método de sintonização de frequência modificado com impedância de carga ótima;

No entanto é importante relembrar que na maioria das aplicações de engenharia é inconveniente ajustar a frequência manualmente.

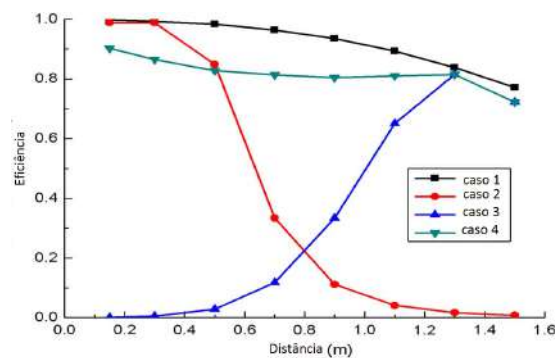


Figura 2.9: Comparação da eficiência do acoplamento de duas bobines em espiral [27]

2.4.3 Manipulação do Acoplamento

Para se alcançar uma potência óptima de transmissão no sistema de acoplamento ressonante, um pré-requisito consiste numa correspondência adequada entre a impedância da fonte e da carga. Este alinhamento pode também ser obtido através da manipulação do coeficiente de acoplamento como foi proposto em [7]. Esta aproximação depende tipicamente da distância entre as bobine TX e RX, definida na Eq.2.6 baseada no fator de qualidade de cada ressoador e dos seus acoplamentos retirada de [7].

$$k_{TR}^2 Q_T Q_R = (1 + k_{ST}^2 Q_S Q_T)(1 + k_{RD}^2 Q_R Q_D) \quad (2.6)$$

A implementação deste método de sincronização é feita ajustando a distâncias entre as bobines alterando os valor dos fatores de acoplamento (k), garantindo, desta maneira, a alta eficiência (uma vez que não necessita de equipamento adicional, que por sua vez é uma fonte de perdas). Desta maneira, é reportado uma eficiência máxima de 92% a uma distância de acoplamento de 15cm em [7]. Também foram verificados melhoramentos de 46.2% a 60cm e 29.3% a 1m. A Fig.2.10 apresenta a implementação do sistema WPT e das distâncias que foram manipuladas para atingir estes resultados. Assim, é também possível observar pelo esquemático que o sistema utiliza bobines auto-ressoantes.

Também já se produziram equipamentos para consumo que aplicam técnicas de adaptação de acoplamento e apresentam bons resultados para distâncias de 65cm.

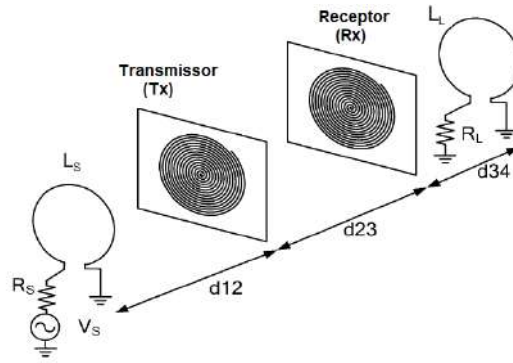


Figura 2.10: Esquemático do sistema de WPT [7].

2.4.4 Utilização de bobines de retransmissão

Na teoria de acoplamento magnético ressonante, a quantidade de fluxo ligado capturado pela bobine de recepção é um importante fator na estimação da potência transmitida para a carga. Se a distância de acoplamento é demasiado grande a bobine RX não consegue capturar fluxo ligado suficiente para entregar a potência necessária à carga. No entanto, se colocarmos bobines intermédias como repetidores de campo entre a bobine TX e RX, o acoplamento magnético pode ser efetivamente concentrado para grandes distâncias [18] [34].

O primeiro trabalho que estudou o efeito de bobines intermédias como repetidores de campo magnético nos sistemas de acoplamento ressonante foi Kim et al[16]. Para redução do volume, as bobines foram desenhadas em forma de espiral e foram adicionados condensadores de elevado fator de qualidade para ajustar a frequência de ressonância. A eficiência das bobines de retransmissão é analisada para as disposições coaxiais e perpendiculares na Fig.2.11. Como se pode observar, comparando com o sistema sem bobines de retransmissão, ambas as combinações apresentam grandes melhoramentos na eficiência de transmissão.

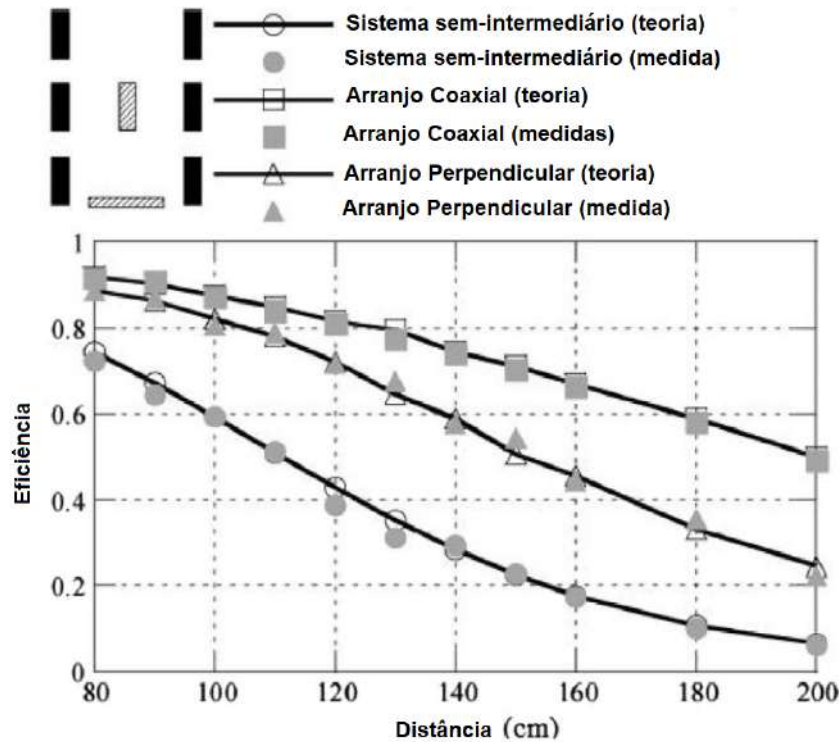


Figura 2.11: Eficiência do sistema de acoplamento ressonante em função da distância para as montagens coaxiais e perpendiculares das bobines de retransmissão.[16]

A função das bobines de retransmissão foi analisada profundamente no artigo [35] e foi descoberto que a introdução destas bobines por vezes diminui a eficiência de transmissão. Assim, para atingir máxima eficiência de transmissão, os autores sugeriram uma posição óptima para alocar a bobine de retransmissão. A Fig.2.12 ilustra a distribuição de fluxo do sistema WPT com e sem bobines de retransmissão. Quando a distância de acoplamento entre TX e RX se torna igual a essa distância óptima, a inserção de bobines de retransmissão prejudica a eficiência. No entanto, a disposição coaxial apresenta melhores mas, do ponto de vista prático, a montagem perpendicular pode ser utilizada extensivamente para melhorar a eficiência (especialmente para sistemas domésticos e sistemas inseridos na mobília).

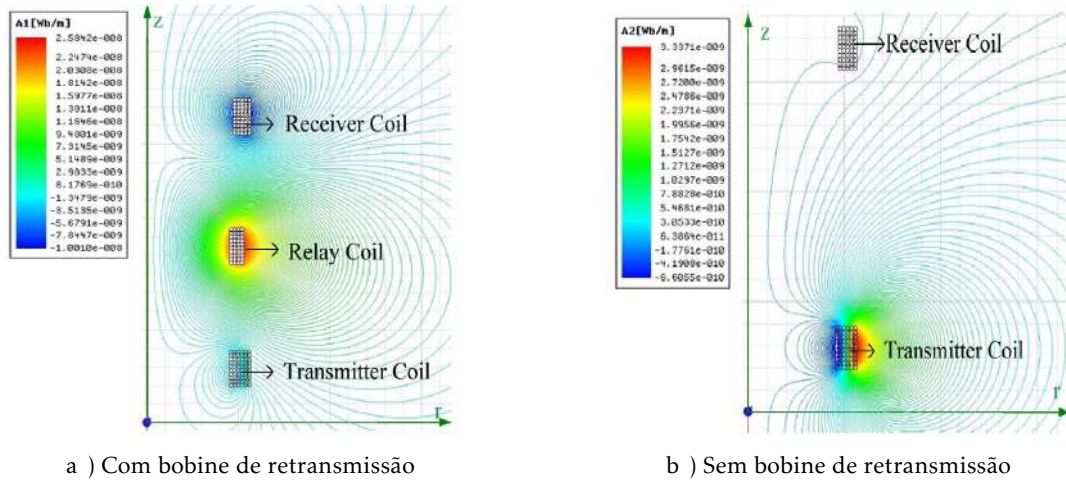


Figura 2.12: Distribuição do fluxo magnético:[35].

2.4.5 Utilização de Ressonadores-Dominó

As guias de onda magneto-indutivas consistem em bobines planar que são usadas para transmitir baixa potência e sinal a altas frequências que atingem até 10 MHz [31]. No entanto, a eficiência das guias de ondas é inferior a 50%. Assim sendo, um sistema modificado e flexível deste método utilizando bobines em forma de dominó foi estudado para melhorar a eficiência e alcance de funcionamento [21] [37] [36]. O sistema ressonador-dominó funciona com acoplamento de curto alcance e maximiza a transferência de energia no alcance de frequências sub-MHz. O funcionamento neste tipo de frequências assegura perdas mínimas nos enrolamentos e de comutação de potências. Ao colocar os ressoadores a distâncias mais curtas é possível garantir um forte acoplamento mútuo assim como alta eficiência de transmissão. Na Fig.2.13 é possível observar vários tipos de combinações de bobines, tais como: em linha recta, curvado, circular e em forma de Y. Este sistema permite a flexibilidade no controlo do fluxo de energia e os caminhos podem ser feitos para dividir ou combinar energia.

Neste tipo de sistemas é necessário analisar o acoplamento cruzado entre bobines não-adjacentes uma vez que estes acoplamentos cruzados muitas vezes criam um desvio da frequência ótima de funcionamento [21]. No caso dos ressoadores-dominó em montagens não-coaxiais, a frequência ótima de funcionamento não é a frequência de ressonância das bobines. Este fenómeno deve-se ao facto de o ponto ótimo de funcionamento para máxima eficiência estar ligeiramente afastado da frequência de ressonância devido ao efeito multicaminho das bobines. Em [37] também foi relatado que para alinhamento direto coaxial de ressoadores-dominó com espaçamento desigual apresentava resultados tão bons como os de espaçamento igual.

Outro fenómeno curioso é que o fluxo de energia nos ressoadores-dominó circulares tanto pode ser no sentido horário como anti-horário. Este comportamento interessante foi observado em [36] utilizando o teorema da sobreposição. A implementação de um

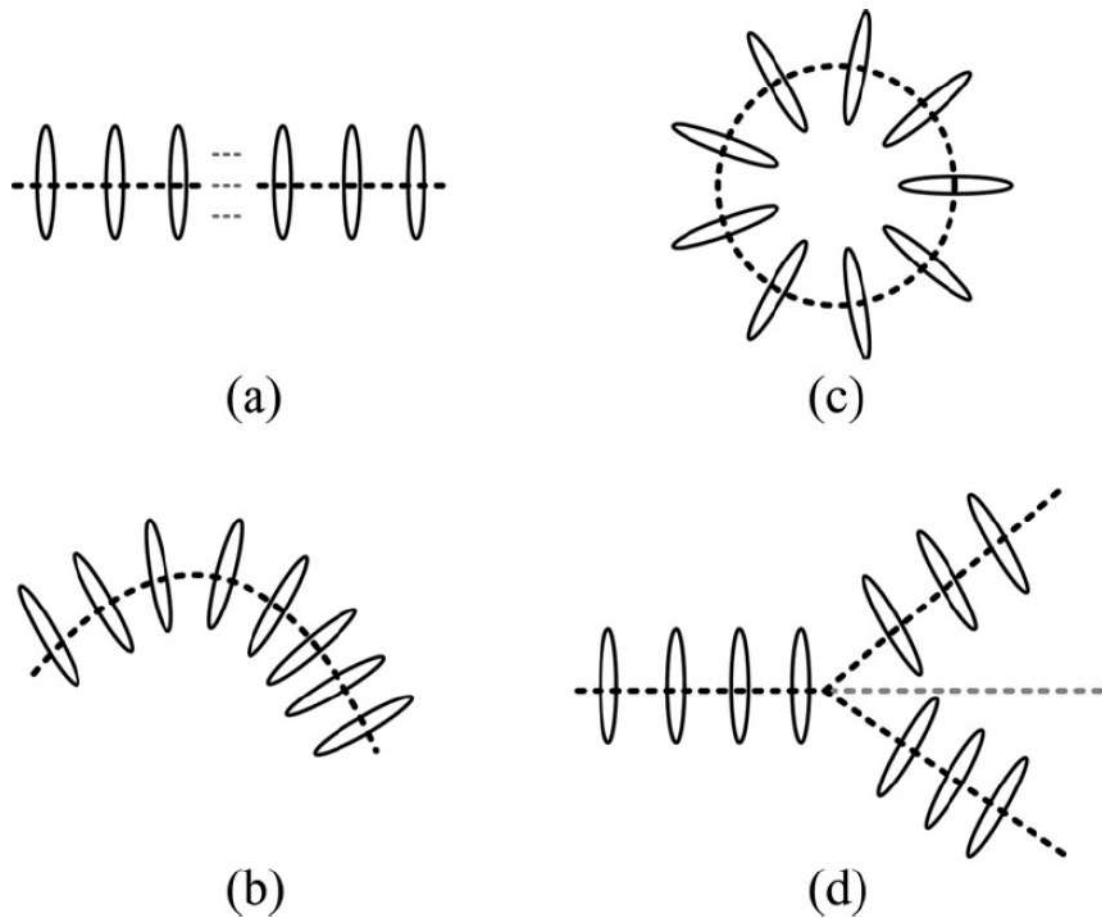


Figura 2.13: Várias formas dominó de WPT ressoadores: (a) linha recta, (b) em curva, (c) circular, (d) uma corrente a dividir-se em duas [36].

sistema ressoador-dominó circular que alimenta uma bobine fluorescente de 14W pode ser observado na Fig.2.14.

As investigações dos sistemas WPT com ressoadores-dominó podem oferecer grandes avanços em aplicações robóticas e industriais. Uma possível aplicação da estrutura dominó seria implementar um WPT ao longo de um braço robótico feito de materiais ferromagnéticos. Os braços robóticos tradicionais utilizam um cabo para transferir energia do braço superior para o braço inferior, por esse motivo, o cabo está sobre acções frequentes de tensão sobre a união no cotovelo, o que afectará desfavoravelmente a viabilidade do sistema robótico. Ressoadores-dominó podem ser substituídos em volta do união do cotovelo em vez de se utilizar um cabo para transferir energia.

2.4.6 Utilização de Matrizes de Bobines

Com o intuito de melhorar a eficiência dos sistemas WPT baseados no acoplamento ressonante forte, foi investigada a utilização de uma matriz de bobines no emissor e no receptor em [29]. O ganho de potência total do sistema pode ser melhorado ao utilizar

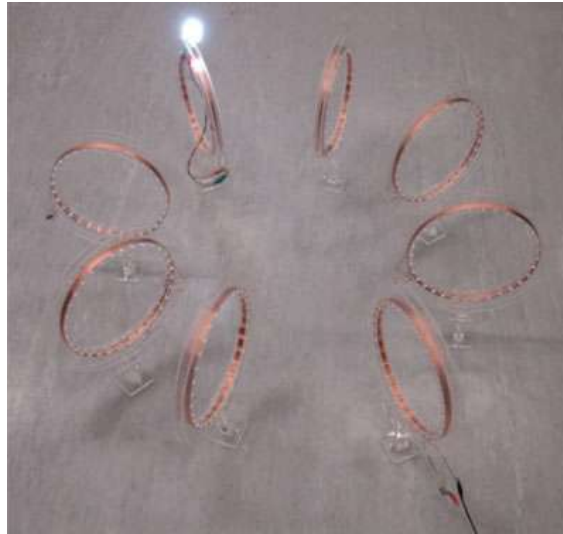


Figura 2.14: Um exemplo prático de um sistema **WPT** com ressoadores-dominó a alimentar uma lâmpada fluorescente compacta de 14W [36].

um par de matrizes de dupla bobine, com o mesmo tamanho tridimensional, montadas frente a frente como transmissores de energia. O esquemático do desenho da matriz 2TX x 2RX (15.4 cm x 15.4 cm x 0.9 cm) do sistema é apresentado na Fig.2.15. Condensadores ajustáveis são adicionados no lado oposto ao ponto de alimentação de cada bobine de maneira a tornar o sistema ressonante à frequência de operação. A utilização deste modelo proporcionou um aumento de eficiência de 37.6% em cada bobine da matriz RX em relação à potência total de alimentação da matriz TX. A eficiência desta montagem é muito superior às outras combinações de matrizes: 1TX x 1RX, 1TX x 2TX e 2TX x 1RX.

2.4.7 Redução da Resistência dos Enrolamentos

Nos sistemas **WPT** de acoplamento ressonante, não existe a necessidade de núcleos magnéticos para desenhar os ressoadores. Assim sendo, a maior parte das perdas do sistema acontece devido a perdas por condução nas resistências AC dos enrolamentos da bobine. Sendo que a maioria dos sistemas **WPT** funcionam em frequências até aos MHz, os efeitos pelicular e de proximidade provocam um aumento da resistência AC dos enrolamentos proporcional à frequência de operação. Consequentemente, para se conseguir atingir uma elevada transmissão de energia é necessário uma redução da resistência AC dos enrolamentos.

Com o objetivo de reduzir a resistência AC dos enrolamentos, foi proposto um novo layout de uma superfície espiral para bobines de **WPT** em [22]. O projeto dos enrolamentos é baseado na análise de perdas para operação de frequências muito elevadas demonstrada na Fig.2.16. Para redução do efeito pelicular, a espessura da camada condutora foi feita para ser igual à profundidade de penetração (δ) e cada bobine é colada num padrão em espiral em cima de uma superfície. O espaçamento entre cada volta é mantido à mesma distância que a profundidade de penetração com o intuito de reduzir as perdas

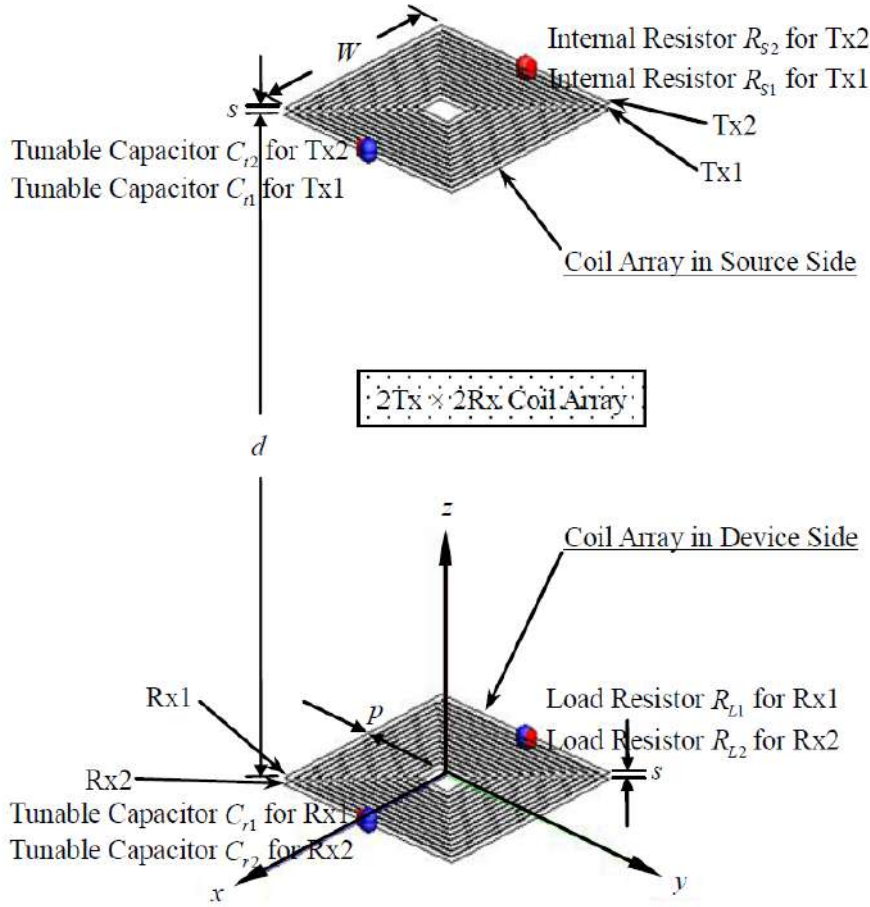


Figura 2.15: Esquemático das matrizes de bobinas $2TX \times 2RX$ do sistema WPT proposto em [29] (d =distância entre TX e RX, s = espaçamento entre duas bobinas adjacentes, p = espaçamento entre enrolamentos, C_{TXi}, C_{RXi} são condensadores ajustáveis e R_{Si}, R_{Li} são as resistência da fonte e da carga).

do efeito de proximidade. Em [22] é reportado que este layout especial permite atingir uma eficiência de 90% para uma distância de 30cm para um sistema de 220W.

Uma proposta alternativa para reduzir o resistência AC dos enrolamentos é utilizar magnetoplated wire (MPW). A técnica utilizada em [25] demonstra uma estrutura de enrolamento com uma superfície coberta com um fino filme magnético. Este método demonstrou ser capaz de reduzir as resistências AC em 40% aos 12MHz.

2.4.8 Maximização de eficiência durante desalinhamento de bobines

O sistema WPT de acoplamento magnético sofre degradação de eficiência quando o eixo das bobinas ressonantes TX e RX está desalinhado. No entanto, em algumas aplicações biomédicas sem fios, diferentes condições anatômicas, como a mobilidade da pele e variação na espessura do tecido subcutâneo, pode produzir desalinhamento. Estes efeitos

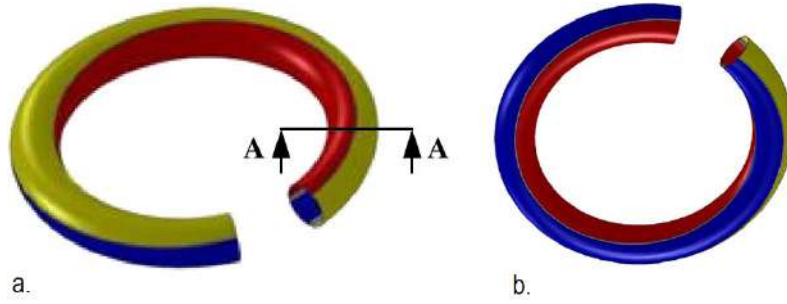


Figura 2.16: Desenho tridimensional da superfície espiral da bobine proposta em [22]: (a) Vista Isométrica, (b) Vista Inferior.

foram estudados analiticamente e demonstrados em [9] para calcular a eficiência de transferência no desalinhamento axial e angular das bobines. O estudo considera dois casos separados de deslocamento axial e angular, de um sistema com duas bobines com solenóide, com bobines circulares e quadradas. O modelo geométrico do desalinhamento axial é apresentado na Fig.2.17, enquanto o modelo angular é apresentado na Fig.2.18.

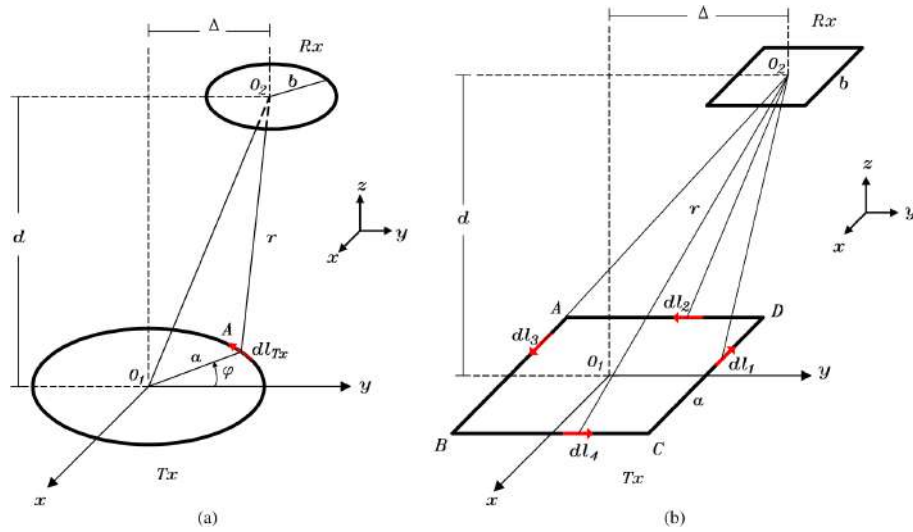


Figura 2.17: Configuração de desalinhamento lateral das bobines TX e RX: (a) geometria circular representando o solenóide e a bobine circular em espiral, (b) geometria quadrada representando as bobines em espiral quadradas [9].

No caso do desalinhamento axial, ambas as bobines TX e RX são colocadas em planos paralelos, separados por uma distância d e os seus centros são deslocados por uma distância Δ . No caso do desalinhamento angular, o plano RX é inclinado para criar um ângulo θ e o centro de ambas as bobines está alinhado.

O modelo analítico demonstra que o modo de transmissão de energia varia consoante a forma e orientação das bobines. As expressões matemáticas da eficiência de transmissão (η) para as bobines circulares sobre orientação coaxial ideal e desalinhamento axial e angular são as seguintes:

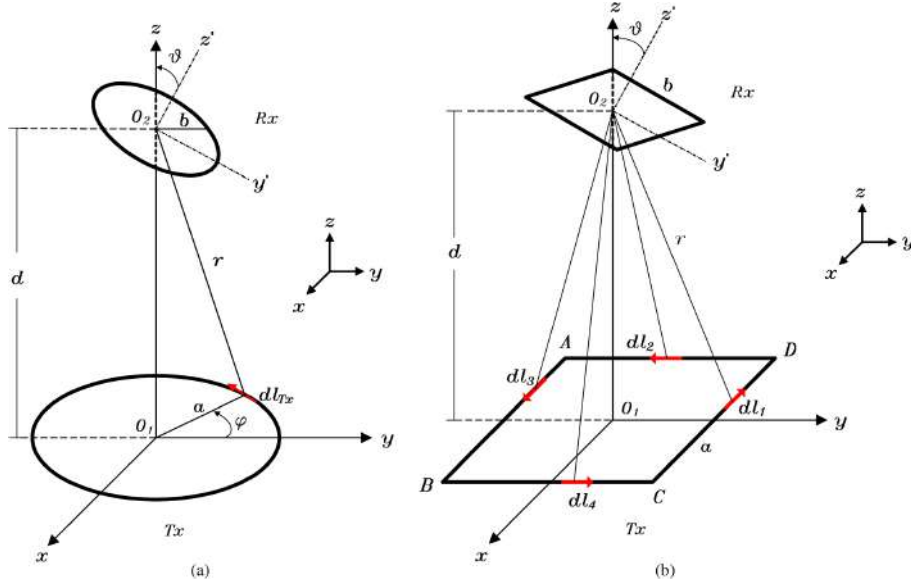


Figura 2.18: Configuração de desalinhamento angular das bobines TX e RX: (a) geometria circular representando o solenóide e a bobine circular em espiral, (b) geometria quadrada representando as bobines em espiral quadradas [9].

$$\eta = \frac{\mu_0^2 \pi^2 \omega^2}{16 R_{TX} R_{RX}} \cdot \left[\sum_{i=1}^n \frac{a_i^2}{(\sqrt{a_i^2 + d^2})^3} \right] \cdot \left[\sum_{j=1}^k b_j^2 \right]^2 \quad (2.7)$$

$$\eta = \frac{\mu_0^2 \omega^2}{16 R_{TX} R_{RX} \Delta^2} \cdot \left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{m_i}{2a_i \Delta} \right)^2 \times \left(\Delta K + \frac{a_i m - (2 - m_i) \Delta}{2 - 2m_i} \cdot E \right) \right]^2 \cdot \left[\sum_{j=1}^k b_j^2 \right]^2 \quad (2.8)$$

$$\eta = \frac{\mu_0^2 \pi^2 \omega^2 I_{TX}^2}{16 R_{TX} R_{RX}} \cdot \left[\sum_{i=1}^n \frac{a_i \pi \cos \theta^2}{(\sqrt{a_i^2 + d^2})^3} \right]^2 \cdot \left[\sum_{j=1}^k b_j^2 \right]^2 \quad (2.9)$$

Onde a_i é o raio da i -ésima bobine TX e b_j é o raio da j -ésima bobine RX e μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo. R_{TX} e R_{RX} são as perdas ôhmicas em série das bobines correspondentes. K e E são os integrais elípticos completos de primeira e segunda ordem, respectivamente, m é o módulo dos integrais elípticos e I_{TX} é a corrente de excitação de transmissão.

A análise teórica da eficiência mostrou estar em acordo com os dados experimentais, mas uma análise completa de onda é necessária para prever precisamente a eficiência. Adicionalmente, o tamanho do ressonador é muito grande para utilização como eletrônica de consumo. Em [32] é proposto adicionar condensadores em paralelo com as bobines TX e RX, o que permite maior eficiência de transferência durante o desalinhamento de bobines. Os ressonadores propostos conseguem manter mais de 80% de eficiência, até um desalinhamento ótimo axial de $\Delta = 5\text{--}25\text{cm}$, o que pode ser muito útil para carregamento de carros elétricos para desalinhamento $\pm 20\text{cm}$ do estacionamento.

2.5 Amplificador Magnético ou Saturable Core Reactor (SCR)

Para se entender como é feita a sintonização da frequência de ressonância é necessário primeiro entender como cada componente do sistema de controlo funciona. Assim sendo, os próximos capítulos vão apresentar a teoria que sustenta a implementação e validade desta abordagem. Os núcleos saturáveis já são conhecidos há muito tempo e são utilizados principalmente como amplificadores magnéticos. Nesse sentido, neste capítulo será feita uma breve introdução do seu funcionamento.

2.5.1 Introdução

O amplificador magnético é um dispositivo que reproduz, um determinado sinal de entrada, com uma maior amplitude, intensidade ou potência sem alterar, de forma relevante, a qualidade ou forma do mesmo. Apesar de partilhar estas características com outros amplificadores, a maneira como o faz é completamente diferente.

No caso dos amplificadores tubulares ou de válvulas, em que uma pequena variação de tensão entre a rede e o cátodo (input) controla o número de electrões que fluem da do cátodo para a placa, produzindo assim grandes variações na tensão da placa (output). Desta maneira é possível criar um grande grau de amplificação, isto é, o rácio entre a tensão de saída e a tensão de entrada é muito grande no amplificador de válvulas. Ou então, no caso dos amplificadores de transistores, a aplicação de um sinal entre o emissor e a base (input) do transistor produz grandes variações de resistividade entre o coletor e a base (output), controlando assim a corrente. Como os electrões são injetados no semicondutor através de uma pequena impedância e são coletados através de alta impedância de saída, é produzida uma amplificação nesta unidade.

No que diz respeito ao amplificador magnético, (ou SCR, como vai ser enunciado a partir deste momento) as coisas são um pouco diferentes: as variações de fluxo no núcleo, geradas por um sinal de corrente (input), atravessam o enrolamento de controlo provocando um grande efeito na impedância do enrolamento de carga do mesmo núcleo.

O dispositivo mais simples de SCR é o apresentado na Fig.2.19. Neste, um enrolamento é ligado em série com a carga e a uma fonte de corrente alternada (AC), sendo que este tem a máxima impedância quando a corrente de controlo está a zero.

Com a impedância no seu máximo, a potência na carga está no seu mínimo. Quando começa a fluir corrente no enrolamento de controlo, a impedância do enrolamento de carga diminui, sendo assim maior a potência que chega à carga.

O grande alcance de flutuações na impedância de carga causada pela aplicação de uma corrente ao enrolamento de controlo e do rácio entre a potência de saída e entrada, produz o desejado ganho controlado dos dispositivos SCR.

2.5.2 Princípio de Funcionamento

O funcionamento do SCR sustenta-se na teoria de transformadores. Assim, em [28] é apresentado uma esquema que permite uma melhor compreensão do seu funcionamento.

O núcleo saturável mais simples é constituído por duas bobines enroladas num núcleo ferromagnético como apresentado na Fig. 2.19. O primeiro enrolamento, (enrolamento de carga), é ligado em série com a carga e com a fonte de alimentação AC. O segundo, (enrolamento de controlo) é alimentado por um fonte de corrente contínua.

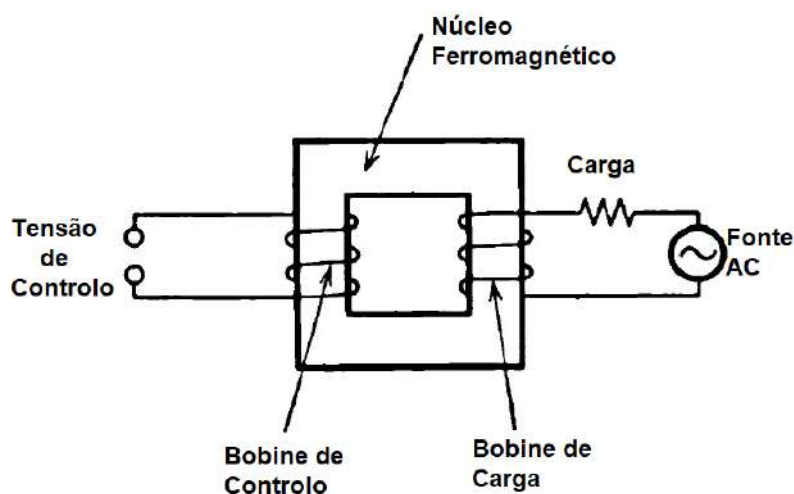


Figura 2.19: Núcleo saturável básico do qual o Magnetic Amplifier é derivado[28].

A amplitude da corrente que atravessa o enrolamento de controlo determina o grau de saturação do núcleo. Consequentemente, esta determina a permeabilidade magnética. Nesse sentido, esta variação pode ser observada na Fig.2.20 onde é apresentada a relação entre a corrente de controlo e a intensidade de fluxo no núcleo.

A indutância da bobine e a sua reactância indutiva são proporcionais à permeabilidade magnética do núcleo. Assim sendo, a impedância fornecida pelo enrolamento da carga e a tensão na carga, são influenciadas pela corrente de controlo.

Por exemplo, considere-se que a corrente de controlo conduz o núcleo à saturação magnética: a permeabilidade magnética (μ) é baixa, tal como a impedância do enrolamento e como a queda de tensão no enrolamento de carga. Consequentemente, a tensão que aparece nos terminais da carga é alta. Ou seja, o reator da Fig. 2.19 funciona como um interruptor entre a carga e a fonte de alimentação AC, deixando passar potência a comando do circuito de controlo.

A amplificação ocorre porque pequenas variações de potência ou da corrente de controlo podem provocar grandes variações no estado do ferro, controlando assim potências relativamente grandes.

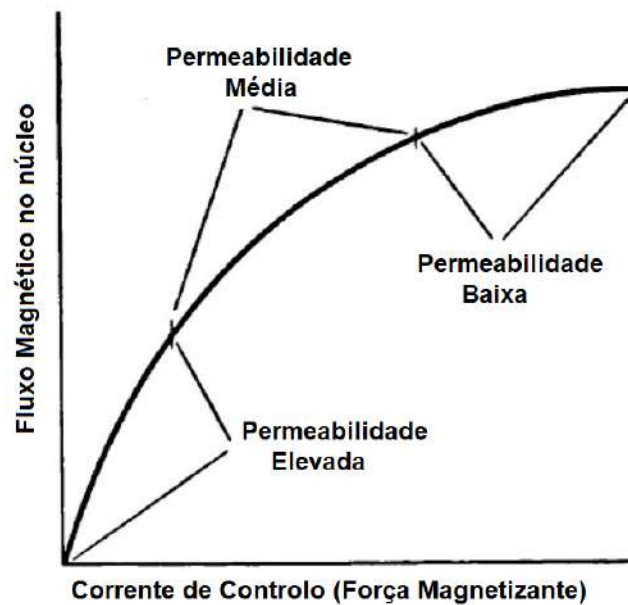


Figura 2.20: Relação entre corrente de controle e o fluxo magnético no núcleo, demonstrando como a permeabilidade do núcleo varia.[28].

2.6 Sinopse

O capítulo do Estado da Arte é iniciado com uma breve introdução do funcionamento do acoplamento ressonante, apresentando alguns conceitos fundamentais para a compreensão desta fenómeno. De seguida, são apresentados os sistemas [WPT](#) ressonantes mais estudados no meio científico, evidenciando vantagens e desvantagens de cada uma destas tecnologias.

Subsequentemente, são apresentados alguns dos desenvolvimentos recentes, para o aumento da eficiência assim como da distância de transmissão, na tecnologia de Acoplamento Magnético Ressonante ou *Magnetic Coupled Resonance*([MCR](#)).

Finalmente, este capítulo é concluído com a apresentação dos amplificadores magnéticos na medida em que são descritos os seus fundamentos, tendo como objetivo compreender melhor esta ferramenta chave no desenvolvimento desta dissertação.

TRABALHO DESENVOLVIDO

"In theory, there is no difference between theory and practice. But, in practice, there is."

- Jan L. A. van de Snepscheut

Neste capítulo é abordado o trabalho desenvolvido ao longo da dissertação, tal como o sistema implementado. Assim sendo, são apresentadas todas as etapas do projeto descrevendo o seu funcionamento através de diagramas, como no esquema de blocos do sistema WPT na Fig.3.1. Por fim, no final do capítulo, será apresentada uma breve sinopse sobre o trabalho desenvolvido.

3.1 Sistema WPT implementado

Na Fig. 3.1 é apresentado o diagrama de blocos do sistema WPT implementado e o modo como o circuito de controlo vai interagir com o mesmo. O sistema de transmissão de energia sem fios é constituído por quatro bobinas, à semelhança dos apresentados no Cap.2.3.3.

O primeiro bloco é constituído pelo gerador de sinais e pela bobine de indução. Este bloco é responsável pela produção de um campo magnético alternado, a funcionar à frequência de $12,5kHz$. O campo magnético é utilizado para induzir uma corrente alterada no circuito ressonante.

O segundo e terceiro blocos, correspondem aos circuitos ressonantes ou ressonadoares magnéticos de transmissão e recepção, respetivamente (estes estão representados em mais detalhe na Fig.3.3).

Finalmente, o quarto bloco corresponde à bobine induzida, ao rectificador e à carga. A energia induzida pelo campo magnético do circuito de ressonância na bobine de carga será rectificada de maneira a ser possível alimentar a carga com uma corrente contínua.

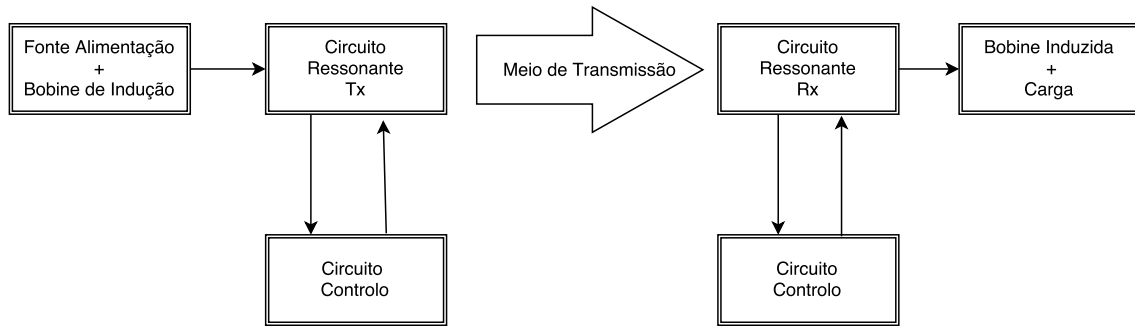


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de WPT completo.

O circuito de controlo, cujo dimensionamento constitui o principal objetivo desta dissertação, é por sua vez ligado aos blocos de ressonância de modo a poder medir a corrente que o atravessa sendo assim possível atuar sobre os mesmos de maneira a garantir a máxima eficiência do sistema, que se traduz pela sintonização da frequência de ressonância (f_r) do circuito com a sua frequência de funcionamento (f_s).



Figura 3.2: Fotografia do circuito de transmissão de energia sem fios.

3.2 Circuito Ressonante

Na Fig.3.3 é apresentado o circuito ressonante implementado nesta dissertação. O circuito implementado é muito semelhante ao apresentado na secção 2.3.3 na medida em que este é constituído também por uma capacitância discreta, que tem como objetivo diminuir a frequência de ressonância. Contudo, este apresenta uma grande diferença: contém um SCR que permite a regulação da indutância do circuito, possibilitando a variação da sua frequência de ressonância.

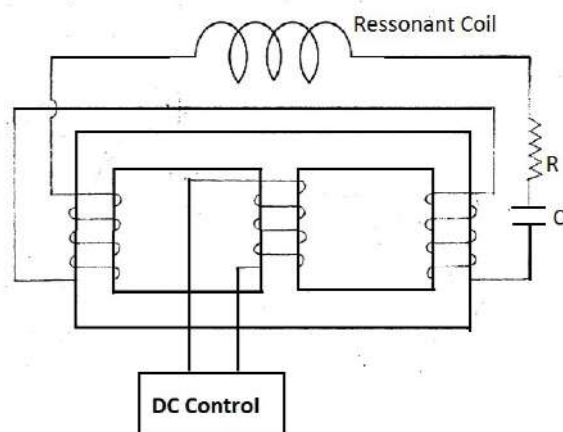


Figura 3.3: Circuito Ressonante

Com a utilização de um SCR é possível utilizar uma fonte de corrente contínua que faça variar a densidade de fluxo (B) do núcleo saturável de uma forma controlada de tal maneira a que variações no ponto de funcionamento do sistema sejam corrigidas garantindo, assim, a máxima eficiência de transmissão.



Figura 3.4: Fotografia do circuito de ressonância.

3.3 Circuito de Controlo

Numa primeira abordagem ao dimensionamento do circuito de controlo chegou-se ao diagrama apresentado na Fig. 3.5. Contudo, com o desenvolver do processo de trabalho foi possível concluir que este modelo não era eficaz, uma vez que não cumpria as especificações desejadas: ler a frequência de ressonância do circuito e calcular a distância ao seu

ponto de sintonia. Assim sendo, é necessária uma nova abordagem para o cumprimento das funcionalidades exigidas.

Na Fig.3.5 é apresentado o modelo inicial que se pretendia implementar. O circuito de Controlo está dividido em três grandes partes:

- Aquisição de Dados ou Preparação de dados;
- Controlador;
- Atuador ou Atuação.

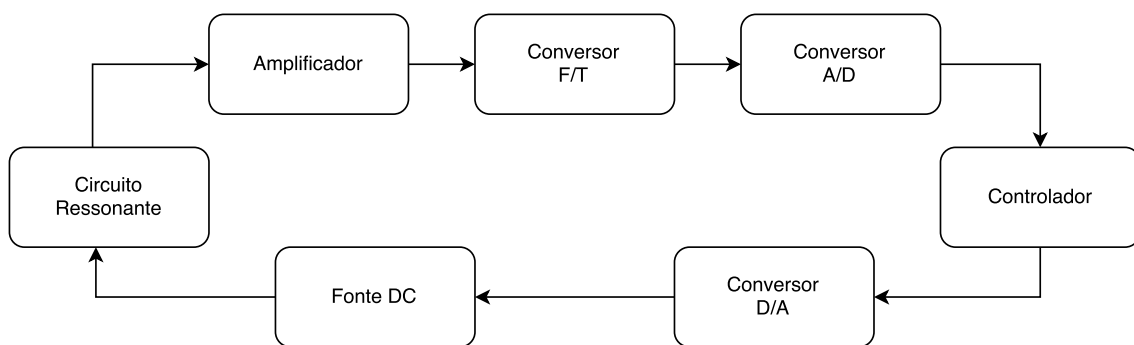


Figura 3.5: Diagrama de blocos do circuito de controlo (1ª fase).

3.3.1 Aquisição de Dados

Nesta secção serão apresentados os vários modelos utilizados e justificadas as simplificações feitas ao longo do trabalho.

Os blocos que constituem o conjunto de aquisição de dados são:

- Sensor Toroidal;
- Amplificador;
- Conversor F/T;
- Conversor A/D.

3.3.1.1 Sensor Toroidal

A informação utilizada para fazer o controlo do circuito ressonante é recolhida através de um sensor toroidal. O sensor funciona através do fenómeno de indução electromagnética, isto é, a corrente que percorre o circuito ressonante produz, na bobine do toróide, uma força eletromotriz proporcional à intensidade e frequência da corrente que o atravessa. Consequentemente, a força eletromotriz gera nos terminais da bobine do sensor um sinal de tensão com o mesmo comportamento igual ao da corrente no circuito ressonante. No entanto, a amplitude do sinal gerado está na ordem dos 100-300 mV que corresponde a

um intervalo de valores inferior ao que o conversor F/T consegue trabalhar, pelo que foi necessário adicionar um amplificador.

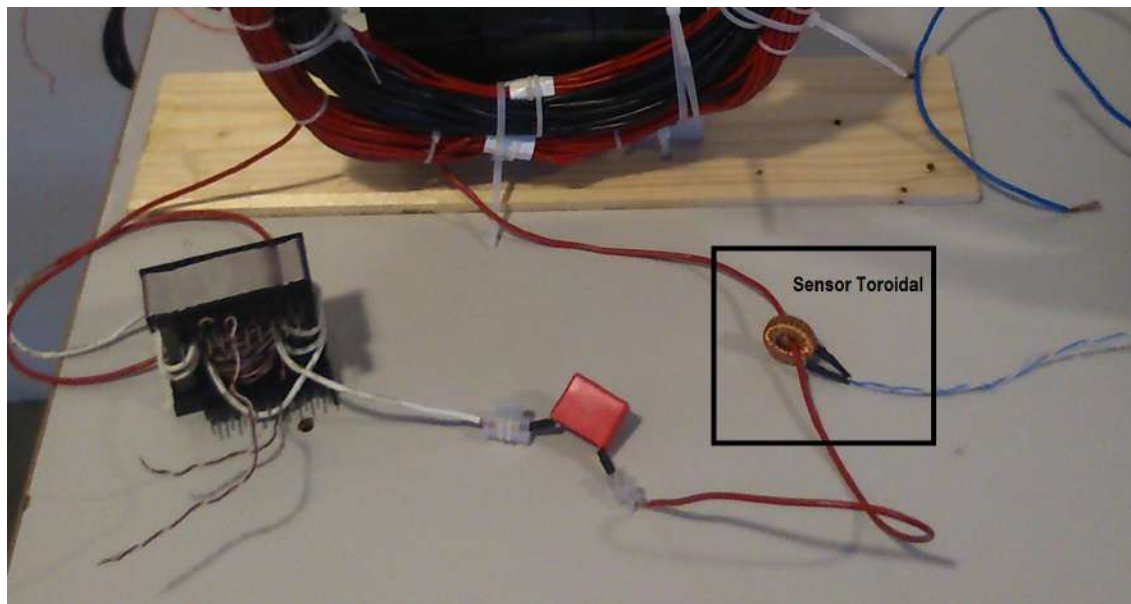


Figura 3.6: Fotografia do Sensor Toroidal acoplado ao circuito ressonante.

3.3.1.2 Amplificador Transistorado

Como foi referido no capítulo anterior, a necessidade do recurso a um amplificador surge de uma limitação conversor F/T. Este requer que a amplitude do sinal de entrada seja superior a 0.7 V de amplitude. Assim sendo, o bloco amplificador é crucial na montagem do controlador, pois sem uma leitura correcta do sinal de entrada é impossível garantir o bom funcionamento do sistema, isto é, garantir um ganho maior ou igual a 20 de maneira a que a amplitude do sinal seja superior aos 0.7 V mesmo para os valores mínimos medidos pelo sensor toroidal (40mV)

Na primeira montagem, o amplificador foi dimensionado para um ganho de 30. O transistor utilizado é o 2N2219A e o esquema de montagem escolhido foi emissor-comum, sendo o resultado ilustrado na Fig.3.7.

Os valores das resistências foram determinados utilizando a lei das malhas de Kirchhoff. E foi admitido que $V_{BE} = 0.7$ e que $V_C = 0.10V_{cc}$.

$$V_{R1} = V_{RC} + V_{CB} \quad (3.1)$$

$$V_{R2} = V_{RE} + V_{BE} \quad (3.2)$$

$$V_{R1} + V_{R2} = V_{RC} + V_{RE} + V_{CE} \quad (3.3)$$

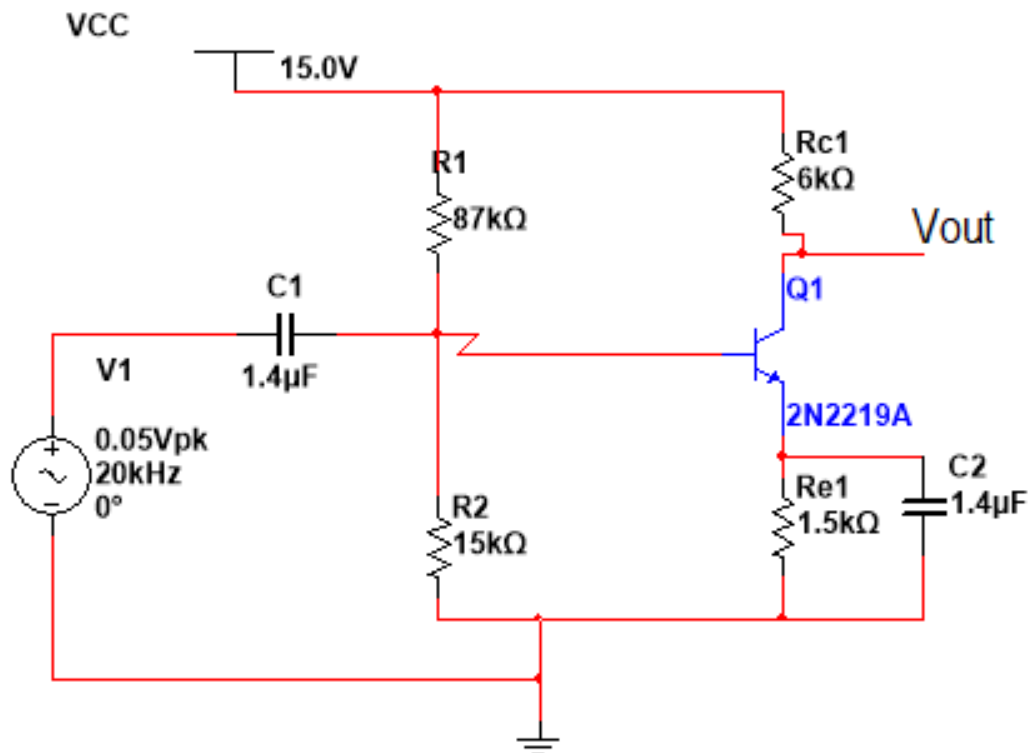
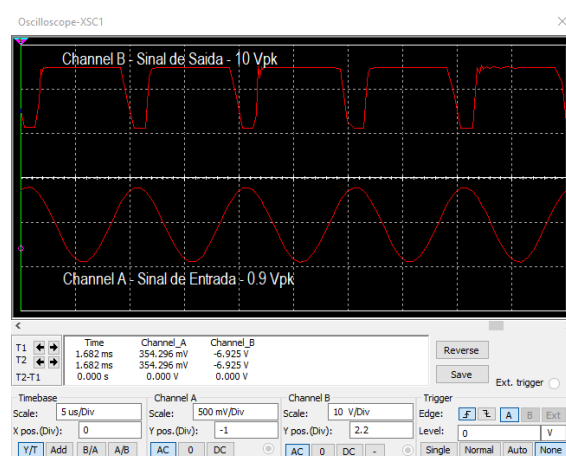


Figura 3.7: Circuito amplificador

Os resultados da simulação do amplificador são os apresentados em Fig.3.8. A deformação apresentada no sinal de saída (B) não afeta a conversão uma vez que este mantém a mesma frequência do sinal de entrada (A). A Fig.3.9 mostra a montagem feita e os resultados do teste são ilustrados na Fig. 3.10. No capítulo seguinte será explicado o funcionamento do conversor.

Figura 3.8: Simulação do amplificador com sinal de entrada 0.3V e $f = 100\text{KHz}$

Os testes foram feitos à frequência de 100kHz pois esta era a frequência com que se

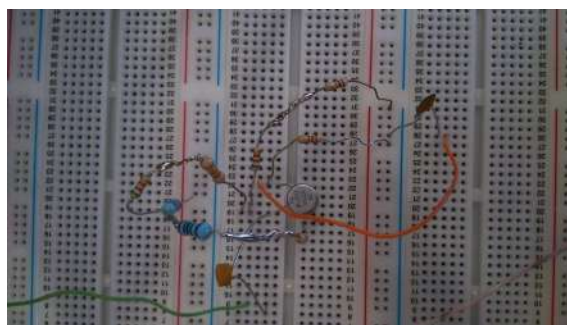
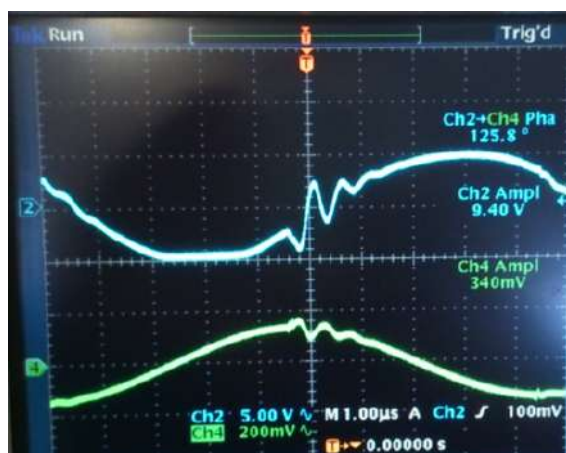


Figura 3.9: Montagem do Amplificador

Figura 3.10: Resultados do Teste com sinal de entrada $0.3V$ e $f = 100KHz$

pretendia trabalhar inicialmente.

Depois das simulações e dos testes ao circuito implementado efetuou-se a ligação do amplificador ao conversor em série. Com este passo, verificou-se uma queda do ganho do amplificador. Como tentativa de combater este problema, foi adicionado mais um andar igual ao calculado inicialmente. Mas ainda assim, os resultados obtidos não eram satisfatórios, uma vez que ainda havia alguns problemas de leitura do sinal, nomeadamente nas situações em que a frequência de ressonância do sistema ficava muito longe da frequência de switching, a amplitude do sinal do sensor continuava a ser muito pequeno para poder ser lido pelo conversor. Em consequência, foi adicionado um amplificador operacional.

Na configuração não-inversora a fase do sinal de saída é a mesma do sinal de entrada e o ganho é determinado pela resistência de realimentação (feedback). O circuito básico de um amplificador neste tipo de aplicação é apresentado na Fig. 3.11 e para determinar o ganho foi utilizada a Eq. 3.4.

As resistências utilizadas no amplificador operacional são $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 200k\Omega$ o que corresponde a um $Ganho = 21$ como se pode observar pela Eq. 3.5. Estes resultados são confirmados através da simulação no *MultiSim* apresentada na Fig. 3.12, que apresenta um sinal de entrada com uma amplitude pico-a-pico de $100mV$ e o sinal de saída com $2V$, o que corresponde a um $G = \frac{2}{0.1} = 20$, o que está de acordo com o valor calculado.

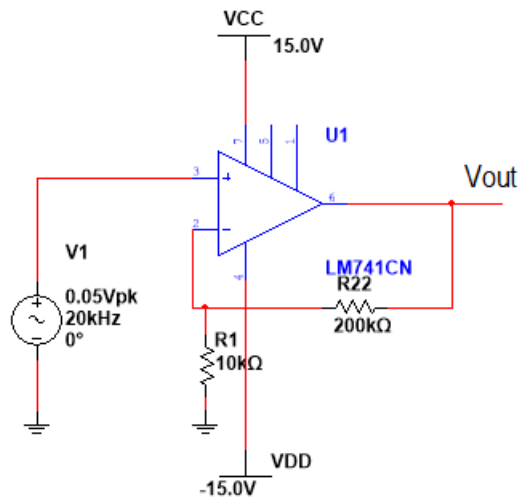


Figura 3.11: Amplificador Operacional com montagem não-inversora.

$$G = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (3.4)$$

$$G = \frac{200 * 10^3}{10 * 10^3} + 1 = 21 \quad (3.5)$$

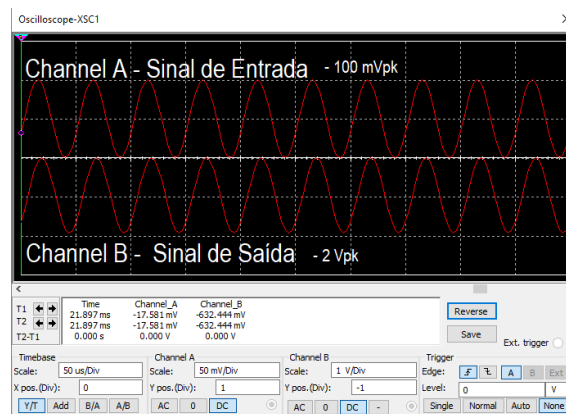


Figura 3.12: Simulação do Amplificador Operacional com montagem não-inversora.

O resultado final foi um circuito de amplificação que utiliza um amplificador operacional e um amplificador de transistores de dois andares, montados em série. Esta montagem garante que independentemente da amplitude do sinal de entrada o conversor vai conseguir fazer a leitura da frequência.

3.3.1.3 Conversor Frequência-Tensão

O conversor F/T utilizado é o circuito integrado ADVFC32. A escolha deste componente deve-se principalmente ao seu alcance de conversão. A capacidade de comutar frequências até 500 kHz supera as necessidades desta aplicação uma vez que as frequências de

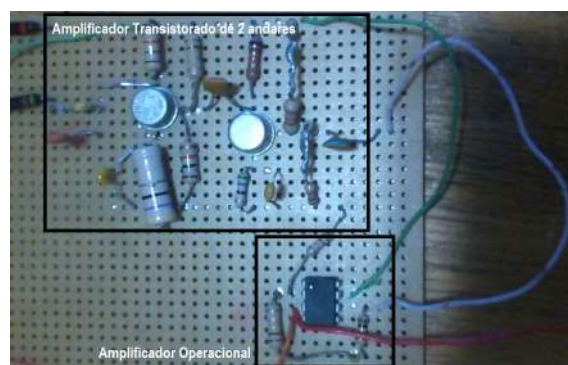


Figura 3.13: Montagem do amplificador transistorado em série com o amplificador operacional.

funcionamento pertencem ao intervalo $100 - 140\text{kHz}$. Adicionalmente, este dispositivo também pode ser operado como **Conversor Analógico-Digital (ADC)** (se necessário).

Na Fig. 3.14 é apresentado o diagrama de ligações do conversor F/T (com níveis de entrada **Transistor-Transistor Logic (TTL)**). Nesta, é possível observar o funcionamento deste componente: de cada vez que o sinal de entrada atravessa o threshold do comparador no sentido negativo o *one-shot* é ativado. Quando isto acontece é injetado 1mA na entrada do integrador durante um tempo determinado por $C1$. Com o aumento da frequência, a quantidade de carga armazenada no condensador de integração ($C2$) aumenta proporcionalmente. A tensão é estabilizada quando a corrente de fuga, que atravessa $R1$ e $R3$, for equivalente à corrente média injetada no integrador. O resultado final deste dois fenómenos é uma tensão de saída proporcional à frequência de entrada.

Com a finalidade de garantir a boa utilização deste componente são utilizados os valores tabelados no datasheet de ADVC32 para $V_i = 10\text{V}$ e $f = 100\text{kHz}$. Assim sendo, os valores de $C1 = 330\text{pF}$, $C2 = 1000\text{pF}$, $R1 = 20\text{k}\Omega$ e um potenciômetro para $R3 = 20\text{k}\Omega$. Os valores das resistências de offset foram $R4 = 20\text{k}\Omega$ e $R5 = 20\text{k}\Omega$. Os resultados do teste desta montagem são apresentados em Fig. 3.15. Os testes efetuados na implementação do conversor Frequência-Tensão estão no intervalo de frequências entre $100 - 140\text{kHz}$, pois estas eram as frequências de funcionamento que inicialmente se tinham planeado.

De seguida, foram ligados os dois circuitos em série. O resultado dos testes é apresentado na Fig. 3.16. Com os resultados tão promissores na leitura da frequência do sinal foi ponderado se seria necessário a utilização de um **ADC**. A montagem final do sistema de aquisição (sem o conversor A/D) é apresentada na Fig. 3.17.

De seguida procedeu-se a fase de testes. No entanto, os resultados obtidos não foram os esperados, uma vez que estes demonstraram que o sistema dimensionado não seria capaz de resolver o problema de calcular a frequência de ressonância. O sistema apenas media a frequência do gerador de sinais (f_s), ou seja, a frequência a que estava a ser produzido o campo magnético alternado no tempo. A suposição de que a impedância refletida ia alterar a frequência de funcionamento estava errada.

Como se tinha verificado que a amplitude de tensão do sinal lido pelo sensor toroidal

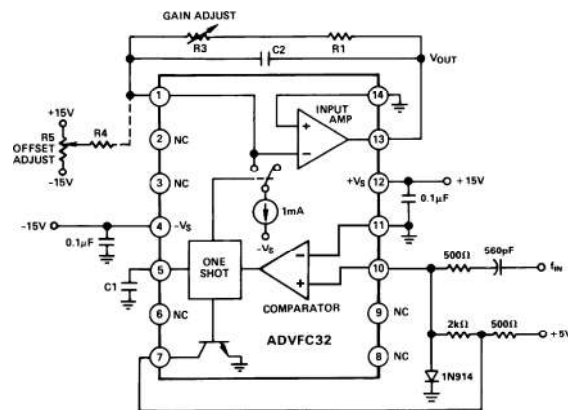


Figura 3.14: Diagrama de ligações para conversão F/T (TTL input).

era proporcional à aproximação do ponto de ressonância, foi testada a hipótese de utilizar um conversor T/F para poder fazer a medição da "amplitude de ressonância" e assim ser possível calcular as correções necessárias para a sintonização do sistema.

3.3.2 Controlador

Para efetuar o controlo da corrente que regulava o amplificador magnético foi utilizado um *ArduinoMega*. Esta decisão foi motivada principalmente por dois fatores: a velocidade de processamento (16MHz) e a simplicidade de programação deste instrumento. Para além disso, esta possibilitava a simplificação do controlador, uma vez que o arduino faz a conversão automática do sinal analógico para o seu valor equivalente digital, pelo que não era necessário um conversor A/D como inicialmente se tinha planeado.

A informação medida pelo sensor foi amplificada e processada pelo controlador para determinar as correções necessárias para manter o sistema a funcionar no seu ponto de eficiência máxima.

A atuação do controlador foi feita através de **Pulse-Width Modulation (PWM)** que iria controlar um transistor MOSFET com o intuito de regular a corrente de controlo que alimenta os **SCR**.

Quando o sistema é inicializado é realizado um varrimento de todos os pontos de funcionamento para identificar qual seria o que permite melhores condições de funcionamento, sendo este definido pelo o ponto onde a amplitude do sinal medido é maior. A amplitude do sinal é diretamente proporcional a energia armazenada no sistema, permitindo assim garantir uma maior eficiência de transmissão de energia.

Depois de determinado, o objetivo do controlador seria o de manter o sistema nessa posição. Isto foi feito através de uma avaliação contínua da amplitude máxima do sinal, correspondente ao ponto de ressonância (na medida em que se essa amplitude diminuísse por uma certa percentagem significava que tinha havido um desvio do seu ponto de ressonância, sendo necessário fazer um ajuste).

No entanto, não foi possível determinar diretamente que tipo de ajuste seria necessário

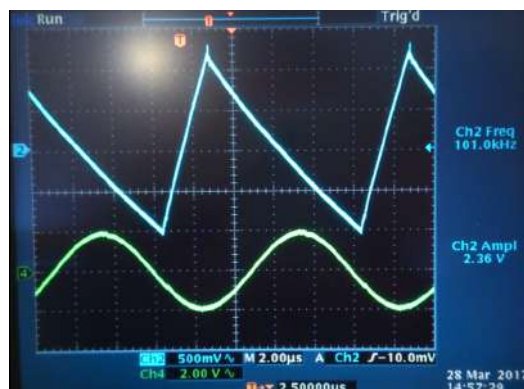
a) Com $f = 100\text{KHz}$ b) Com $f = 120\text{KHz}$ c) Com $f = 140\text{KHz}$

Figura 3.15: Teste da montagem do Conversor F/T, a amarelo o sinal de entrada e azul e o sinal de saída, a diferentes frequências.

fazer, uma vez que não se tinha a informação necessária para confirmar o sentido do desvio. Nesse sentido, o processo utilizado para fazer a correção centrou-se no varrimento dos pontos de funcionamento, sendo que se seleccionou aquele para o qual a amplitude do sinal fosse maior. Sempre que a amplitude do sinal diminui por uma certa percentagem, repete-se este processo. No Anexo A encontra-se o código utilizado para este efeito.

3.3.3 Atuador

Nesta secção é apresentado o atuador implementado para efetuar a regulação da corrente de controlo que entra no SCR. Para tal, foi escolhido um transistor MOSFET para regular a corrente que atravessa a bobine de controlo uma vez que este é controlado por tensão, ao contrário do transistor bipolar que é ativado por uma corrente.

Contudo, como o sinal de controlo produzido pelo arduino não tinha amplitude suficiente para ativar o transistor foi necessário introduzir um amplificador operacional para garantir que o transistor era ativado.

Na Fig. 3.18 é apresentado o circuito implementado para este efeito: V_1 é uma fonte de pulsos com um sinal compreendido entre o 0 e os 5V utilizada para simular o sinal

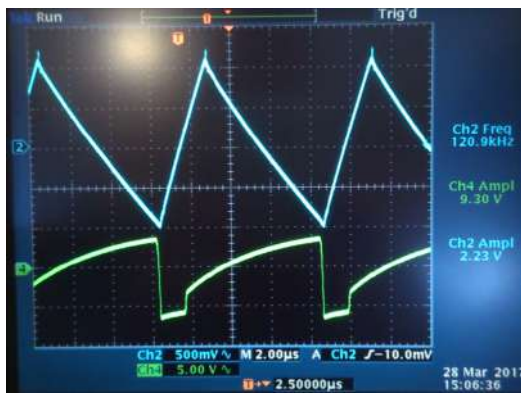
a) Com $f = 100\text{KHz}$ b) Com $f = 120\text{KHz}$ c) Com $f = 140\text{KHz}$

Figura 3.16: Teste da montagem do Amplificador em série com o Conversor

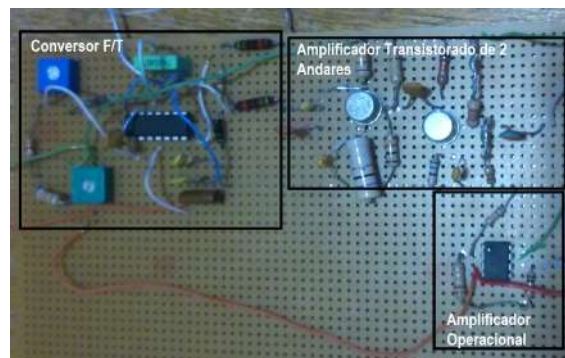


Figura 3.17: Montagem do amplificador em série com o conversor F/T.

produzido pelo arduino; o sinal amplificado é aplicado ao transistor permitindo controlar a passagem de uma corrente através da bobine de controlo do SCR, L_1 ; a corrente máxima é definida por $I_{Max} = V_{CC}/R_1 = 1.5\text{A}$. No entanto, quando foi implementado o circuito que acabou de ser descrito, a corrente produzida no atuador provocava grandes interferências no funcionamento do sistema WPT, devido principalmente a velocidade de comutação da corrente. Com o objetivo de atenuar esta intrefereência foi adicionado a indutância L_2 em série com a bobine de controlo, com o intuito de armazenar energia magnética suficiente

de maneira que esta pudesse ser descarregada lentamente enquanto o transistor estava ao corte, eliminando algumas variações acentuadas de corrente que atravessava o núcleo saturável e minimizando as interferências no sinal de transmissão de energia.

Finalmente, com todas as alterações feitas no circuito atuador, foi feita a simulação e foi apresentada a variação da corrente de controlo em função do duty cycle na Fig.3.19. De seguida, foram efetuados os testes no circuito implementado e os resultados são apresentados na Fig.3.20 e revelam-se um pouco diferentes, principalmente no valores máximos alcançados, $I_{MaxReal} = 1A$

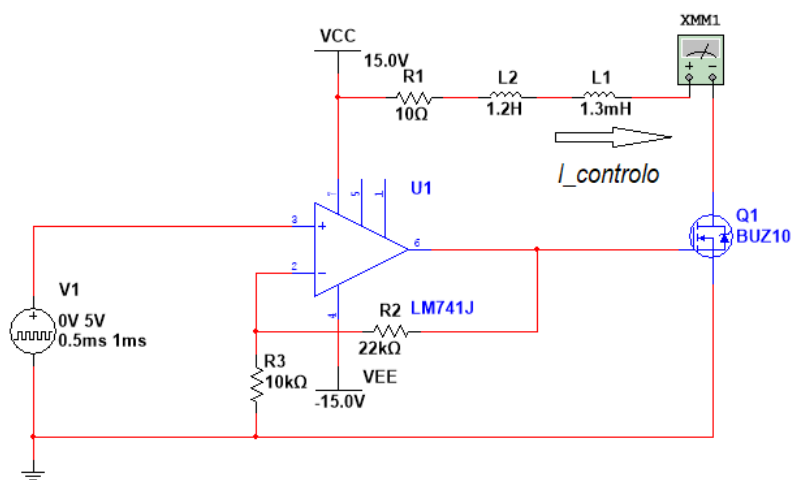


Figura 3.18: Circuito atuador

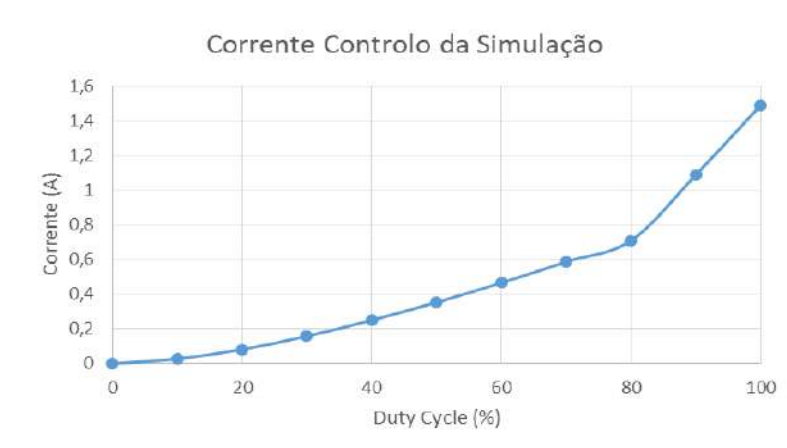


Figura 3.19: Gráfico da simulação variação da corrente de controlo em função do duty cycle.

3.4 Resultado Final

Depois de todo o trabalho desenvolvido o controlador implementado é apresentado na Fig.3.21, neste diagrama está representado um sistema de controlo com muito menos

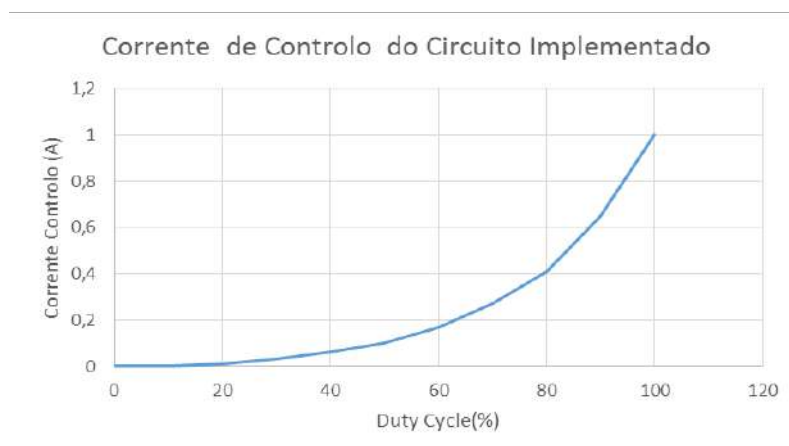


Figura 3.20: Gráfico da variação da corrente (real) no circuito implementado.

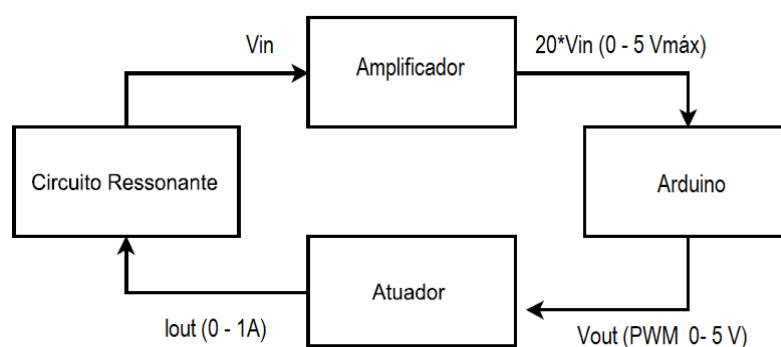


Figura 3.21: Diagrama de blocos do sistema de controlo final.

blocos do que inicialmente se tinha previsto, tornando o controlo do sistema [WPT](#) mais simples e menos propenso a falhas.

A aquisição de dados continua a ser feita através de um sensor toroidal e o sinal obtido (V_{in}) é apenas modificado por um amplificador operacional para ajustar a variação do sinal ao intervalo de leitura do controlador, ou seja, a amplitude máxima de $V_{in} \in [50mV - 250mV]$, passa a ser $20 * V_{in} \in [1 - 5V]$, que é justamente o intervalo de valores que o arduino consegue ler e converter.

A escolha do controlador foi um dos pontos fortes deste projeto, uma vez que as suas características possibilitaram a eliminação de alguns blocos que só contribuíam para aumentar o ruído e a complexidade do trabalho. O arduino Mega possui um conversor [Conversor Digital-Analógico \(CDA\)](#) capaz de converter tensões de entrada $V_{in} \in [0 - 5V]$ automaticamente para um valor digital com 1024 níveis. O controlador também está equipado com saídas digitais que permitem regular um sinal [PWM](#) com uma frequência de 490 Hz, regulando uma $V_{out} \in [0 - 5V]$. Finalmente, chegamos ao atuador (ou controlador de corrente) que se traduz num transistor MOSFET a funcionar como interruptor, controlado pelo sinal [PWM](#) produzido pelo arduino, permitindo controlar a passagem de corrente, $I_{out} \in [0 - 1A]$, que atravessa a bobine de controlo do [SCR](#). Uma fotografia do

resultado final pode ser observada na Fig.3.22.

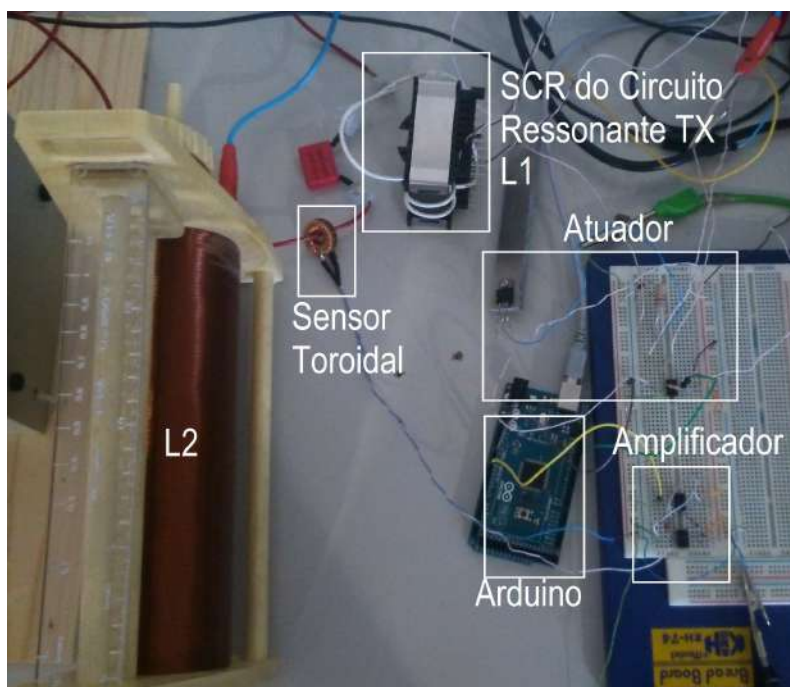


Figura 3.22: Fotografia do resultado final do circuito de controlo com os componente identificados.

3.4.1 Sinopse

Neste capítulo foi apresentado todo o processo de projeção do circuito de controlo. Nesse sentido, inicialmente é feita uma análise do sistema [WPT](#), sendo apresentado um diagrama de blocos e explicado o seu modo funcionamento.

Posteriormente a esta análise inicial, foi feita a planificação do circuito de controlo, que pode ser dividido em três grandes partes: Aquisição de Dados, Controlador e Atuador. Cada segmento foi estudado individualmente, para facilitar a compreensão e posterior implementação. Assim, são também apresentadas as simplificações necessárias e respectivas justificações. Finalmente, foi apresentado o resultado final, que demonstra ser um circuito de controlo muito mais simples do que inicialmente se tinha proposto.

TESTES E RESULTADOS

"There is no such thing as failure. There are only results."

- Tony Robbins

Neste capítulo, são apresentados os resultados obtidos da análise do sistema de [WPT](#) assim como os resultados obtidos da implementação do controlador.

Assim, inicialmente, são apresentadas as respostas em frequência de cada um dos blocos do sistema [WPT](#). De seguida, é apresentada a performance do controlador para diversos pontos de funcionamento, isto é, para diferentes distâncias e diferentes frequências.

4.1 Análise do sistema de transmissão de energia sem fios

O primeiro objetivo desta dissertação consistia em analisar o sistema de transmissão de energia sem fios disponível, sendo que este sistema foi construído previamente no âmbito de outra dissertação. Assim sendo, foi utilizado o *LCR HiTESTER* para fazer a análise da resposta de frequência para as bobines driver e de carga, assim como dos circuitos ressonantes TX e RX. Estes testes tinham como principal objetivo identificar a gama de frequências para a qual o sistema poderia funcionar com melhor eficiência.

4.1.1 Bobine Driver

Nesta secção são apresentados os resultados da análise da bobine driver, responsável pela geração do campo magnético variável. Como se pode observar pela análise dos gráficos da impedância e de fase da bobine driver da Fig.4.1, identificam-se dois pontos de ressonância, sendo estes definidos por $\Phi = 0$, ou seja, quando o gráfico da fase atravessa o eixo xx. Neste pontos, a impedância indutiva da bobine é igual à impedância capacitiva,

$Z_L = Z_C$. No entanto, o ponto que realmente nos interessa é aquele onde a impedância é mais elevada, uma vez que a potência transmitida é proporcional a esta. Este ponto corresponde à frequência 11760Hz.

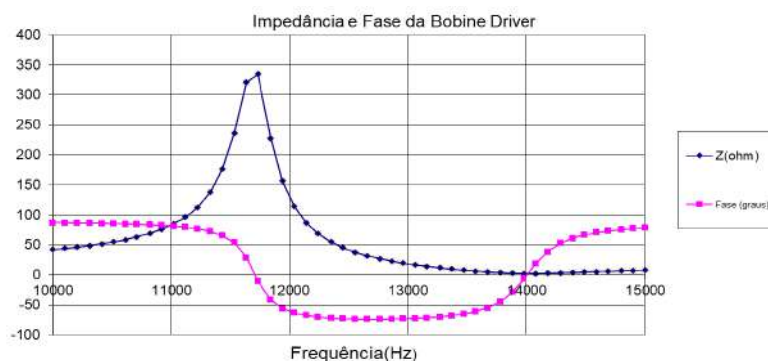


Figura 4.1: Variação da Impedância e da fase bobine driver em função da frequência.

4.1.2 Bobine Carga

Nesta secção são apresentados os resultados da análise da bobine de carga, sendo o objetivo o mesmo do capítulo anterior: identificar a frequência de ressonância. Na Fig. 4.2 podemos identificar a frequência de ressonância da bobine de carga nos 12600Hz.

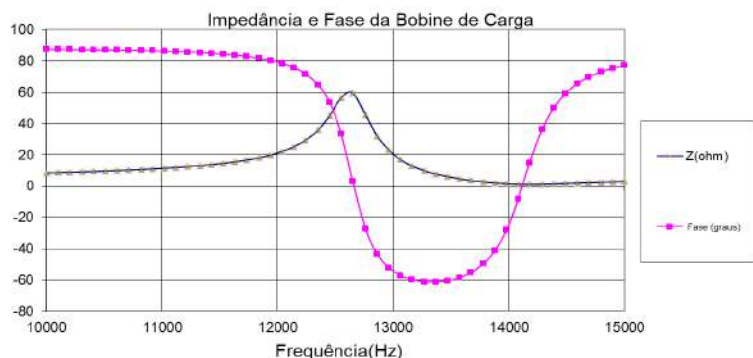


Figura 4.2: Variação da Impedância e fase da bobine de carga em vazio em função da frequência.

4.1.3 Núcleo Saturável

Nesta secção são apresentados os resultados obtidos dos testes efetuados sobre o núcleo saturável. Na Fig. 4.3 é apresentado o gráfico da variação da indutância do SCR em função da corrente de controlo para duas situações: a primeira (a verde), apresenta a variação da indutância do núcleo saturável isolado; a segunda (a azul), apresenta o teste com o núcleo saturável ligado em série com o circuito ressonante. Como se pode observar, temos uma zona de variação linear da indutância entre os 0 e o 1 A da corrente de controlo, seguida por uma zona de pequena variação, que corresponde à zona de saturação do

núcleo. Assim sendo, projetou-se o circuito de controlo de modo a funcionar na zona linear dos 0–1A. De seguida, foram feitos testes aos circuitos ressonantes para identificar a sua característica em função da corrente de controlo.

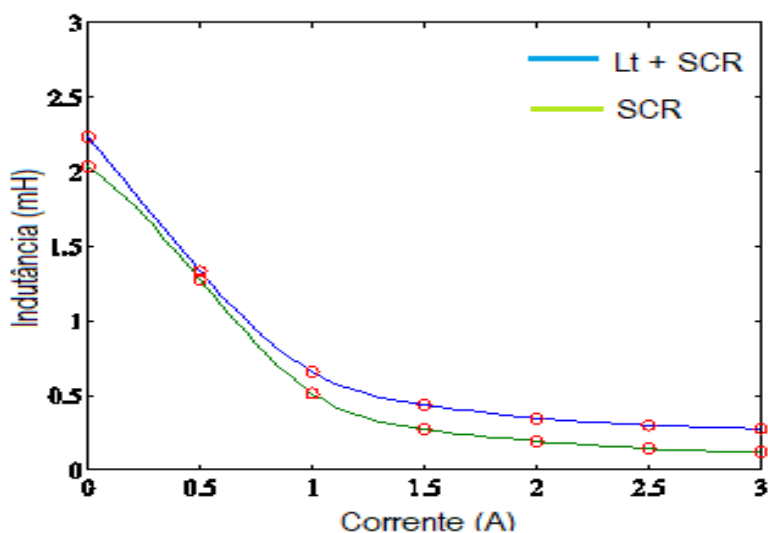


Figura 4.3: Variação da Indutância do Núcleo Saturável em função da corrente de controlo (DC). A verde, o SCR isolado e a azul o SCR mais a indutância do circuito ressonante.

4.1.4 Circuito Ressonante TX

Nesta secção são apresentados os resultados da análise do circuito ressonante TX. Na Fig.4.4 é observada a variação da impedância e da fase para quatro pontos funcionamento da corrente de controlo: 0A, 0.5A, 1A e 1.5A. Assim, é possível observar um desvio da frequência de ressonância que acompanha a variação da corrente de controlo, sendo interessante observar que a diferença entre 0A e 0.5A é muito maior que no intervalo de 1A a 1.5A, que corresponde à zona de saturação do SCR. De seguida, foram traçados os gráficos da Fig.4.5 e da Fig.4.6 que apresentam a variação da frequência e da impedância máxima em função da corrente de controlo. Com estes resultados podemos mais uma vez concluir que o intervalo da corrente de controlo se deve definir entre os 0A e 1A, possibilitando um intervalo de calibração dos 11.6kHz – 13.1kHz, ignorando as correntes mais elevadas. Podemos também observar como a diminuição da impedância afecta a impedância máxima do circuito que, como seria de esperar, tem uma tendência decrescente.

4.1.5 Circuito Ressonante RX

Nesta secção são apresentados os resultados dos testes efetuados à bobine do circuito ressonante de recepção, mantendo o mesmo objetivo da secção anterior: determinar a gama de frequências para a qual o sistema pode ser melhor calibrado. Nesse sentido, foram analisadas quatro pontos da corrente de controlo na Fig.4.7 e definiu-se o intervalo de variação, verificando-se bastante diferente do circuito ressonante TX, o que pode dificultar

um pouco a sincronização entre os dois circuitos. De seguida, foram traçados os gráficos da frequência ressonante e de impedância máxima em função da corrente de controlo nas Fig.4.8 e Fig.4.9 respetivamente.

Com estes resultados, podemos concluir que a frequência de ressonância do circuito RX, varia entre $12.6kHz - 14100kHz$, sendo que, mais uma vez, a variação mais drástica se verifica entre os $0A$ e $0.5A$. Porém, também se pode concluir que os intervalos de frequências, RX e TX, apenas se intercetam na gama dos $12.6kHz - 13.1kHz$ (apenas um terço da capacidade de controlo do sistema). Assim sendo, considerando ser um intervalo muito reduzido não foi realizado o controlo do circuito ressoante RX, tendo-se focado o trabalho apenas no controlo do emissor.

4.2 Teste ao circuito Circuito de Controlo

Nesta secção são apresentados os resultados dos testes efetuados ao circuito de controlo, na Fig.4.10 onde se recorreu a uma carga resistiva para efetuar o estudo sobre a influência de diferentes frequências do gerador do sinal (f_s), ou seja, diferentes frequências do campo pulsante produzido pela bobine driver, para uma distância fixa $d = 20cm$. Na Fig.4.11 estão apresentados os resultados para quatro frequências diferentes: $11.5kHz$, $12.5kHz$, $13.5kHz$ e $14.5kHz$. Os gráficos foram obtidos durante o processo de sincronização de frequências onde o arduino faz um varrimento de todos os valores possíveis da corrente de controlo e de seguida seleciona aquela para a qual o sinal de entrada apresenta melhores resultados, isto é, aquele que tem maior amplitude.

Ao observarmos com mais atenção o comportamento do sinal de entrada para as diferentes frequências podemos observar alguns padrões: primeiro, nos primeiros 20% da variação da corrente o sinal mantém-se igual, o que se explica pelo facto de a variação da corrente ser mínima nesse bloco inicial, tal como se observou na Fig.3.20; segundo, para os valores mais altos de corrente verifica-se uma ocorrência elevada de *spikes* no sinal, isto deve-se ao facto de a corrente estar a ser controlada usando um transistor MOSFET a funcionar como switch, ou seja, como estamos sempre a ligar e a desligar a passagem de corrente esta provoca grandes picos de energia em pontos de transição que se traduzem em interferência na leitura do sinal; terceiro, para as frequências mais altas, o sinal de entrada apresenta amplitudes mais elevadas - isto deve-se ao facto de o ponto de sintonia se encontrar em correntes mais altas e, como se observou no gráfico de impedância máxima da Fig.4.6, a impedância do circuito diminuir permitindo aumentar a corrente que atravessa o circuito, aumentando assim a amplitude do sinal.

Passando agora para uma observação mais individual, podemos concluir que o sistema se comporta da forma esperada, uma vez que, se as frequências de switching e de ressonância estiverem sintonizadas esta condição se traduz num aumento da energia armazenada. Na 4.11a a frequência do gerador de sinais (f_s), $11.5kHz$, está quase sobreposta com a frequência de ressonância do circuito TX, $11.6kHz$, o que significa que armazenará mais energia e a amplitude do sinal de entrada será maior. Consequentemente, quando

se aumenta a corrente de controlo, inicia-se um shift da frequência de ressonância, provocando uma dissintonização que se traduz na diminuição da energia armazenada que pode ser observada pela diminuição da amplitude do sinal de entrada. No extremo oposto, na Fig. 4.11d podemos constatar que para a frequência $14.5kHz$ um aumento da corrente de controlo se traduz num aumento de energia armazenada, o que remete para uma situação em que as frequências estarão mais sincronizadas.

Os resultados contemplados demonstram a viabilidade da implementação e as fotografias da Fig. 4.12 apresentam as deliberações da sintonia automática do controlador. Deste modo, é fácil identificar qual é a melhor frequência de switching para esta aplicação, uma vez que a Fig. 4.12b apresenta a maior eficiência (de tensão) de transmissão, sendo pelo menos quatro vezes superior à eficiência obtida pelos outros testes.

O que o produto desta análise não permite concluir é se a situação se manterá para condições diferentes. Para tal, procedeu-se ao teste de novas distâncias, mantendo-se as mesmas frequências de switching. Na Fig. 4.14 e na Fig. 4.16 foram repetidos os testes para a distâncias de transmissão diferentes: $10cm$ e $5cm$, respectivamente. Admiravelmente, o comportamento dos sinais lidos é muito semelhante ao da Fig. 4.12, sendo que é necessário salientar que a redução da distância de transmissão para metade, se traduziu num aumento da eficiência para o dobro no melhor caso e, para o triplo no resto dos casos. Para a distância de $5cm$ também é interessante observar o comportamento do sistema e verificar uma eficiência 135% na Fig. 4.16b. Este desfecho deve-se ao facto de a eficiência estar a ser calculada pelo rácio entre V_{RX}/V_{TX} e a proximidade da bobine ressonante RX à bobine driver, absorver parte da energia que deveria estar a carregar a bobine TX, criando este resultado excêntrico.

Finalmente, para concluir a análise da performance do controlador foram traçados gráficos com a variação da eficiência da transmissão em função da distância, permitindo assim determinar com certeza absoluta que a melhor frequência de switching para este sistema em particular seria $12.5kHz$. Esta frequência para além de apresentar os melhores resultados de eficiência, também se encontra no ponto central de corrente, o que permite maior versatilidade de controlo, permitindo responder de maneira eficaz tanto a um aumento, como a uma redução da impedância refletida pela carga.

4.3 Sinopse

Neste capítulo foram apresentados todos os testes feitos ao sistema WPT. Estes foram produzidos para atingir dois objetivos: analisar o sistema para determinar quais os parâmetros de implementação do controlador e de seguida, para poder avaliar a performance do mesmo controlador e seleccionar a melhor frequência de switching.

A performance do controlador foi analisada considerando a sua capacidade de sintonização das frequências de ressonância definida como o ponto de maior eficiência de transmissão. Nesse sentido, foram feitos testes para uma distância fixa e diferentes frequências

e de seguida, selecionando a frequência que apresenta as melhores características, para diferentes distâncias.

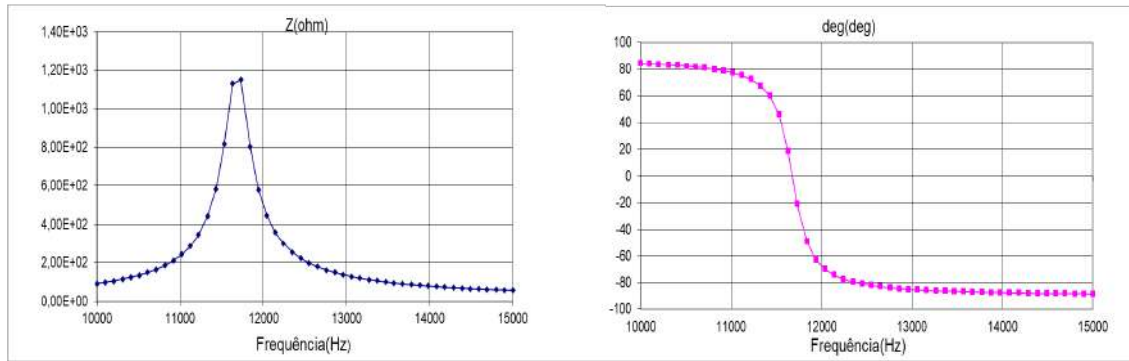
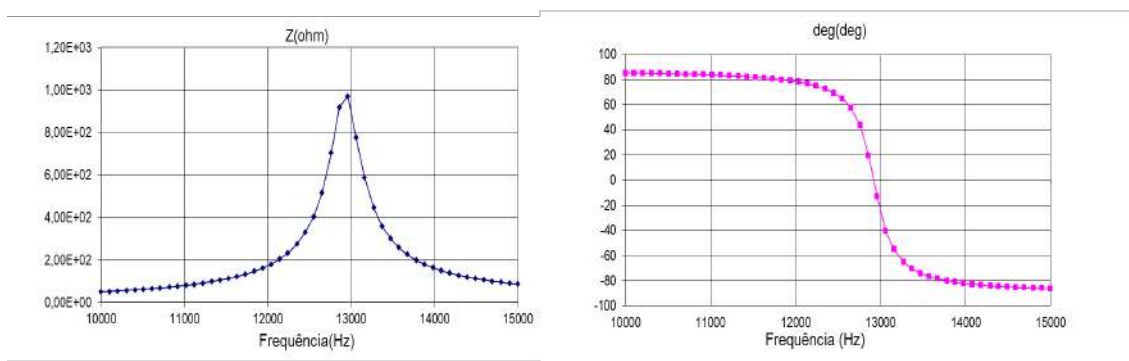
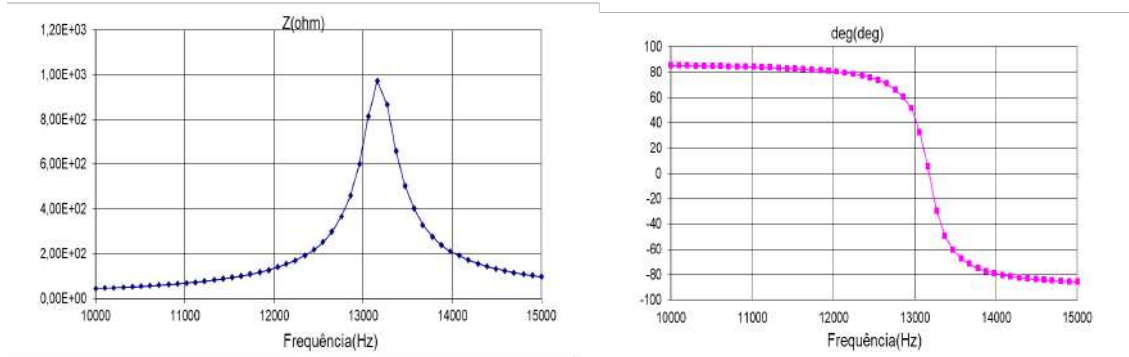
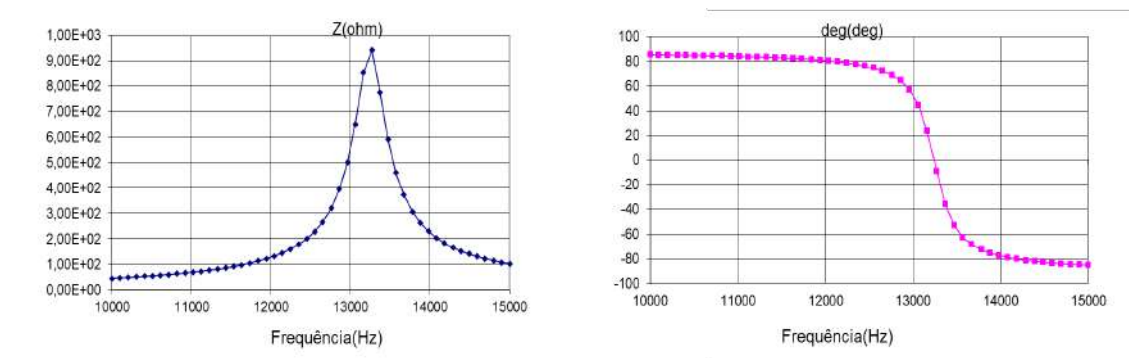
a $I_{controlo} = 0A$ b $I_{controlo} = 0.5A$ c $I_{controlo} = 1A$ d $I_{controlo} = 1.5A$

Figura 4.4: Gráficos da Impedância e da fase do circuito ressonante TX para diferentes correntes de controle.

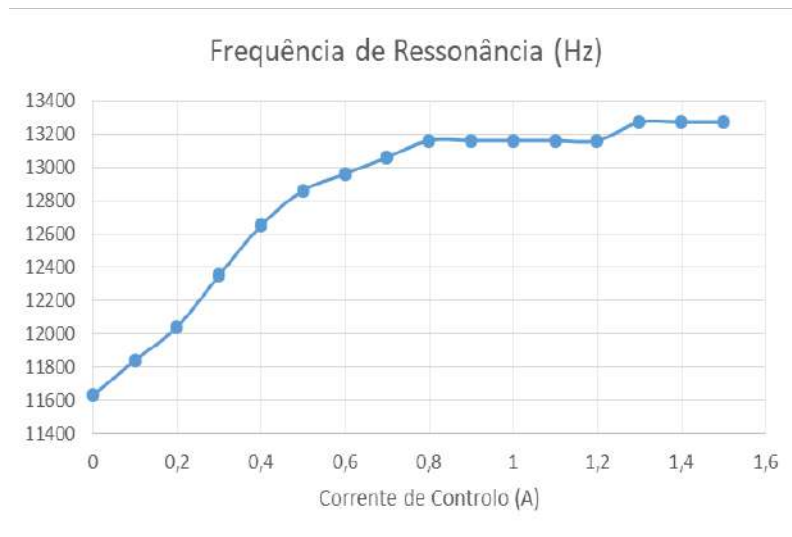


Figura 4.5: Variação da frequência de ressonância em função da corrente de controle do circuito ressonante TX.

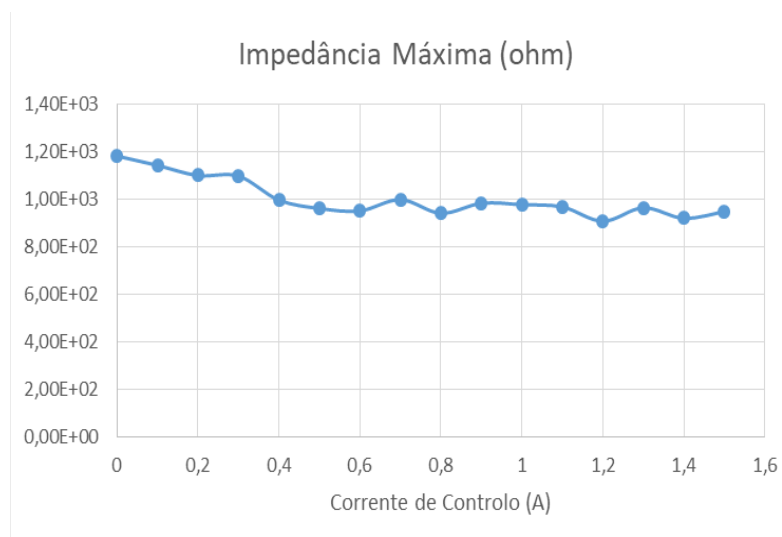


Figura 4.6: Variação da Impedância Máxima do circuito ressonante Tx em função da corrente de controle.

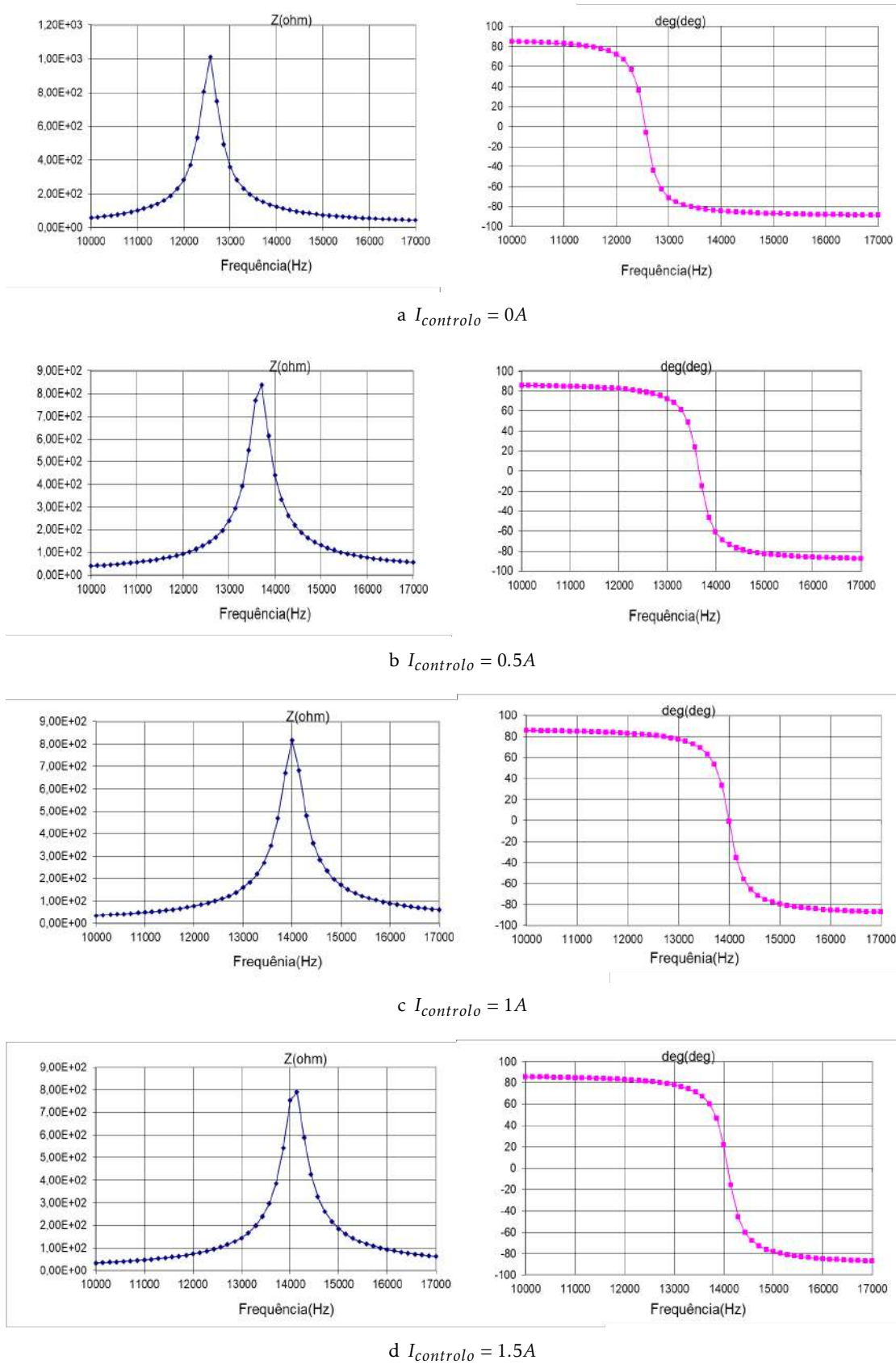


Figura 4.7: Gráficos da Impedância e da fase do circuito ressonante RX para diferentes correntes de controle.

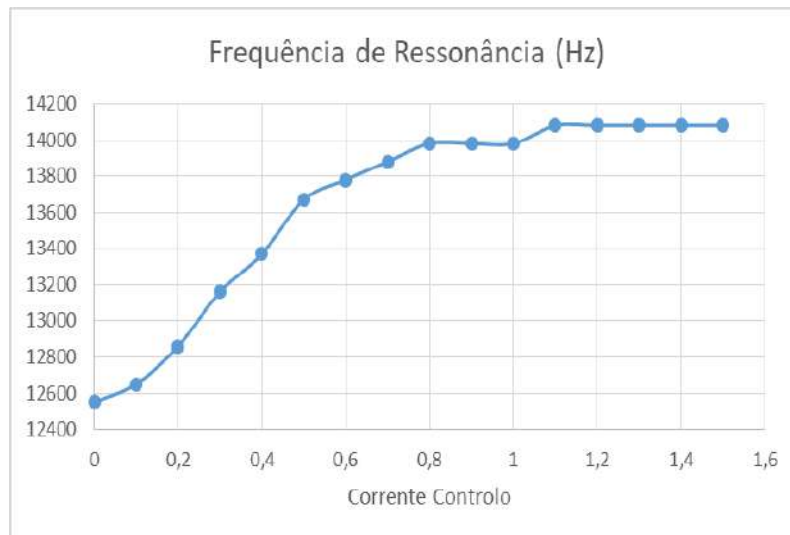


Figura 4.8: Variação da frequência de ressonância em função da corrente de controle do circuito ressonante RX.

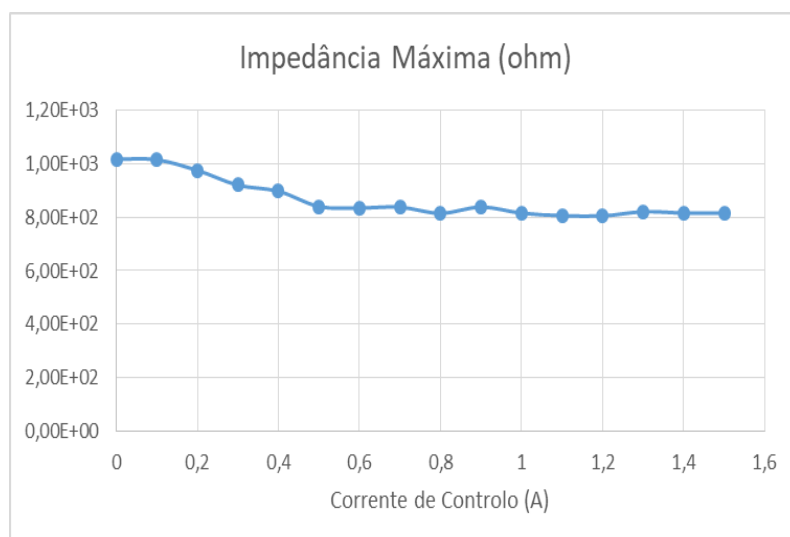


Figura 4.9: Variação da Impedância Máxima do circuito ressonante RX em função da corrente de controle.

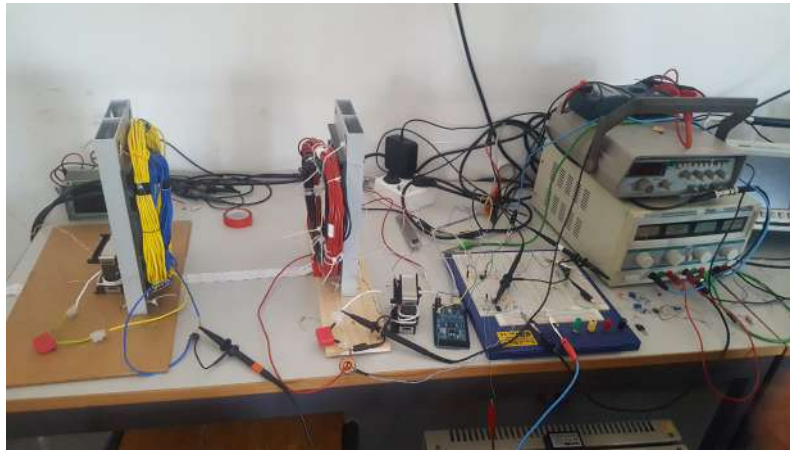


Figura 4.10: Fotografia da bancada de trabalho com todos o equipamento utilizados para a realização dos testes.

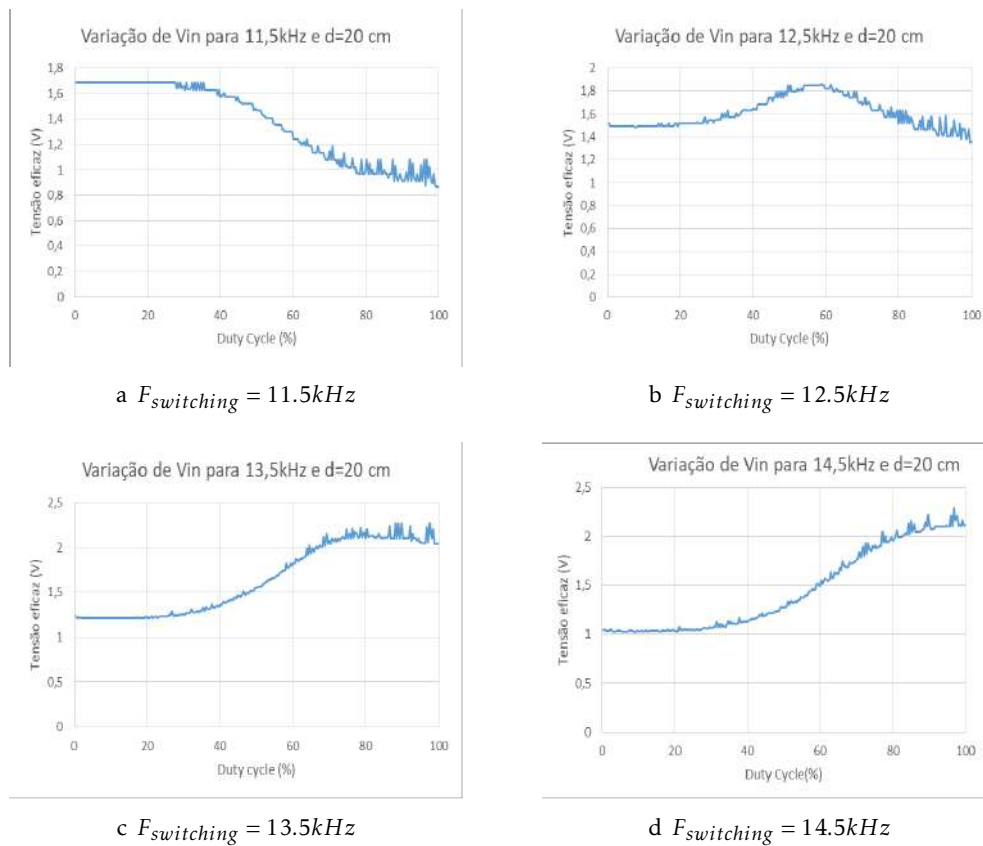


Figura 4.11: Gráficos da variação da tensão de entrada V_{in} em valor eficaz para diferentes frequências de switching e distância de $d = 20cm$.

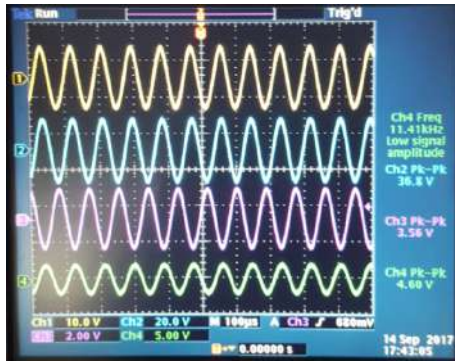
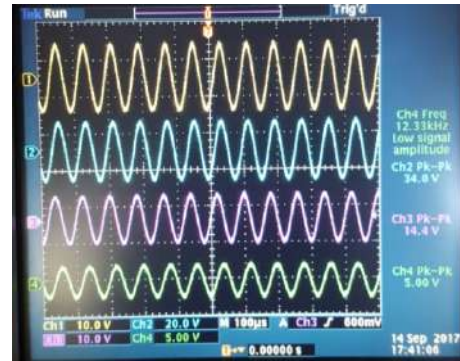
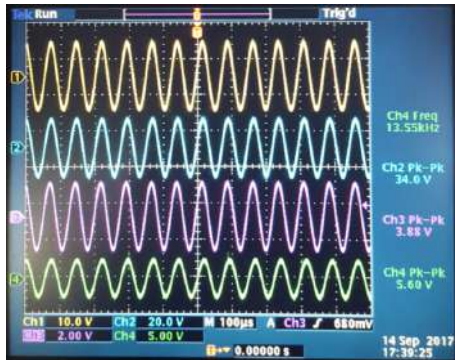
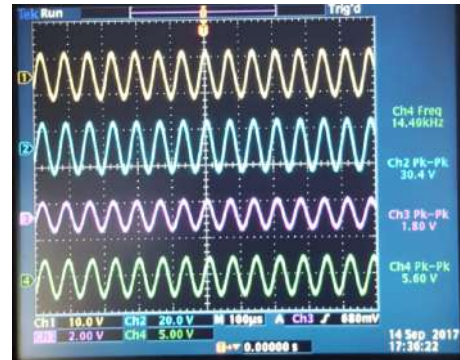
a $F_{switching} = 11.5kHz$ b $F_{switching} = 12.5kHz$ c $F_{switching} = 13.5kHz$ d $F_{switching} = 14.5kHz$

Figura 4.12: Fotografia dos resultados obtidos após a sintonização automática da frequência ressonante para diferentes frequências de switching e $d = 20cm$. O canal 1 é o sinal injetado na bobine driver; o canal 2 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; o canal 3 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; canal 4 é sinal a saída do amplificador que vai ser lido pelo arduino.

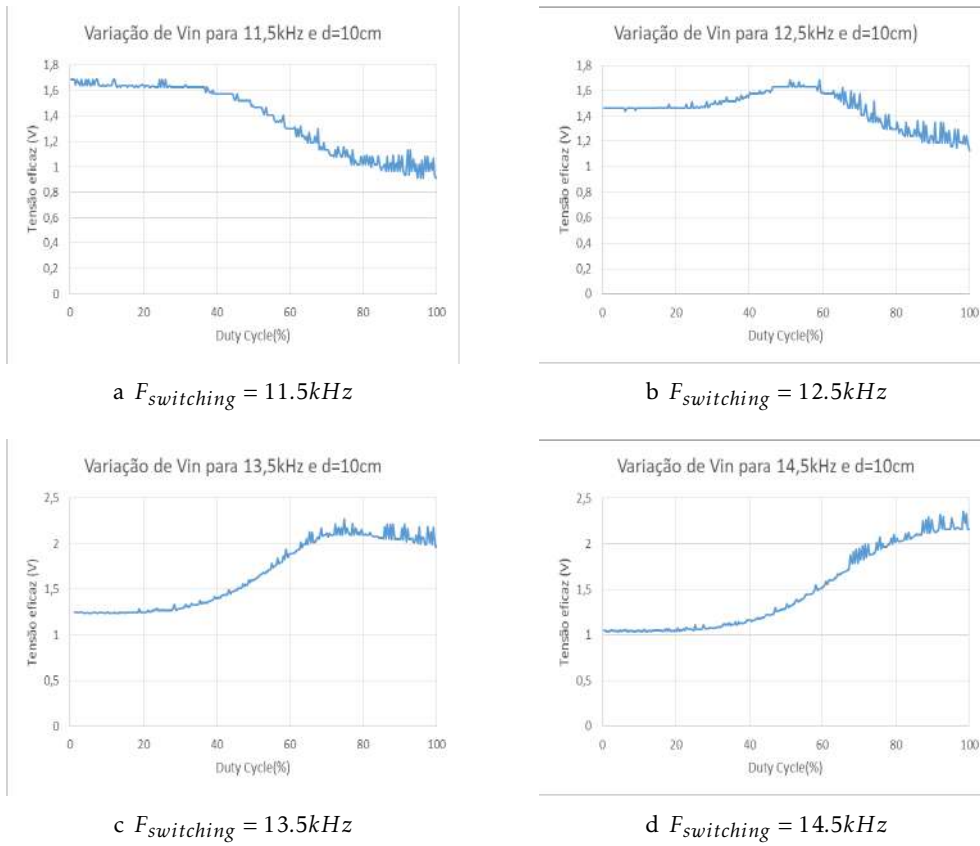


Figura 4.13: Gráficos da variação da tensão de entrada V_{in} em valor eficaz para diferentes frequências de switching e distância de $d = 10\text{cm}$.

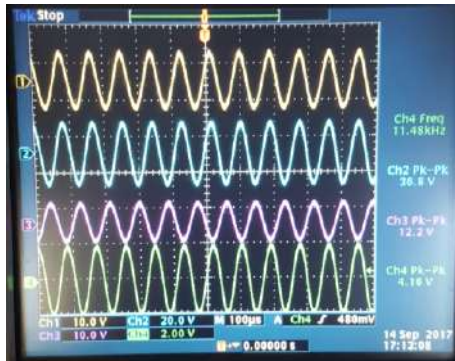
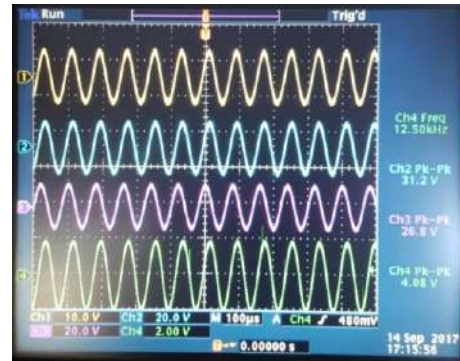
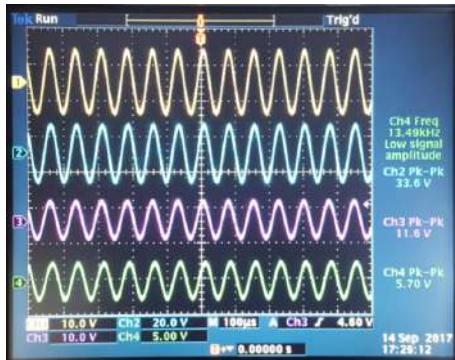
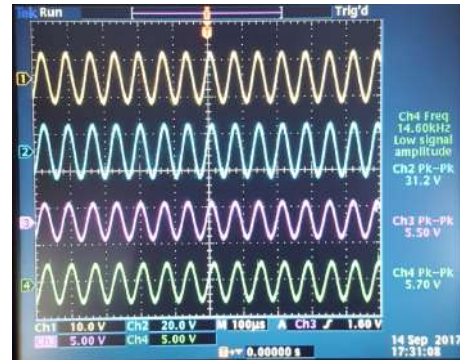
a $F_{switching} = 11.5kHz$ b $F_{switching} = 12.5kHz$ c $F_{switching} = 13.5kHz$ d $F_{switching} = 14.5kHz$

Figura 4.14: Fotografia dos resultados obtidos após a sintonização automática da frequência ressonante para diferentes frequências de switching e $d = 10cm$. O canal 1 é o sinal injetado na bobine driver; o canal 2 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; o canal 3 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; canal 4 é sinal a saída do amplificador que vai ser lido pelo arduino.

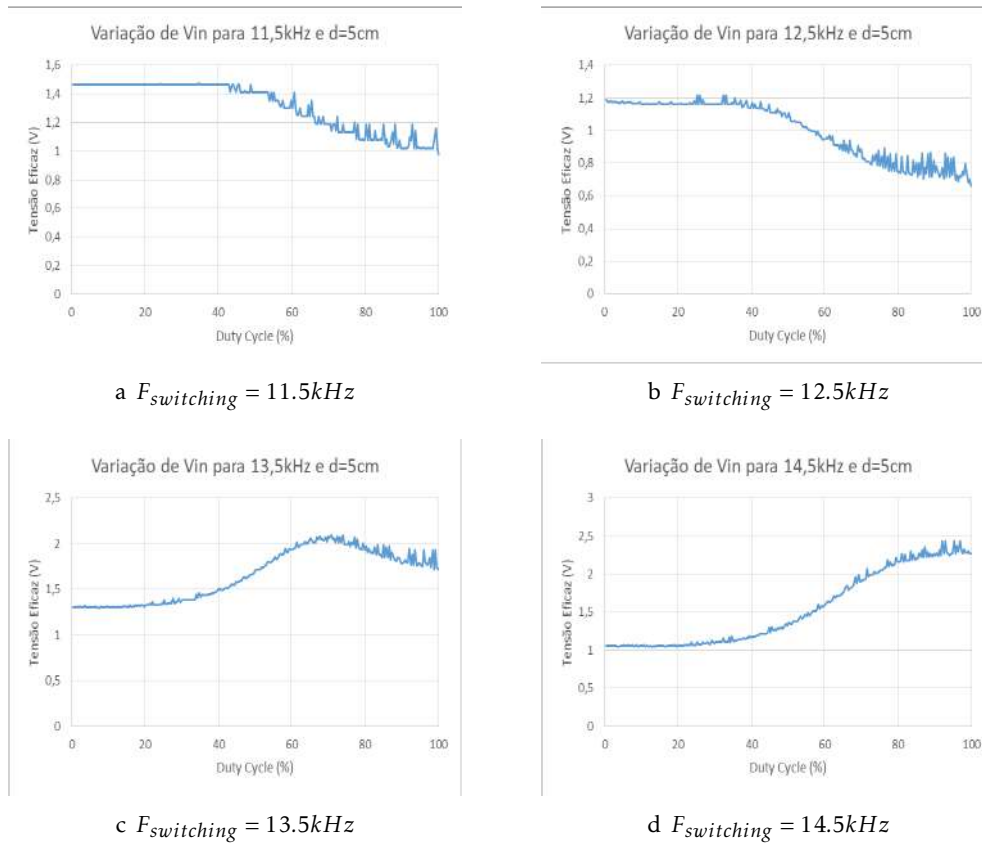


Figura 4.15: Gráficos da variação da tensão de entrada V_{in} em valor eficaz para diferentes frequências de switching e distância de $d = 5cm$.

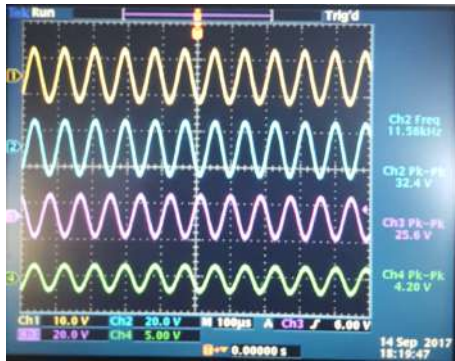
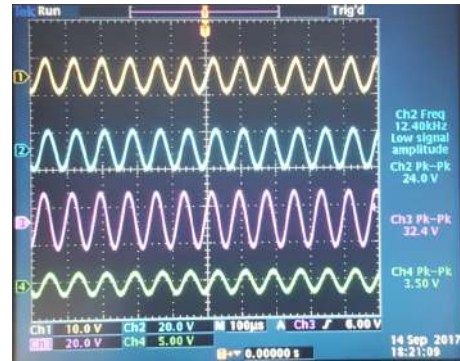
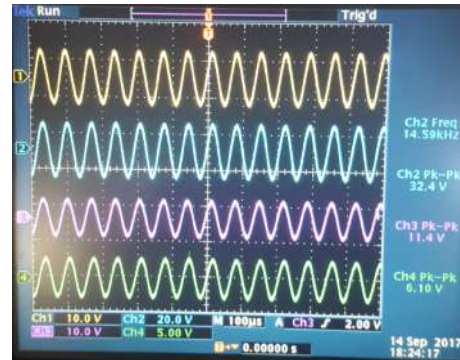
a $F_{switching} = 11.5kHz$ b $F_{switching} = 12.5kHz$ c $F_{switching} = 13.5kHz$ d $F_{switching} = 14.5kHz$

Figura 4.16: Fotografia dos resultados obtidos após a sintonização automática da frequência ressonante para diferentes frequências de switching e $d = 5cm$. O canal 1 é o sinal injetado na bobine driver; o canal 2 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; o canal 3 é o sinal lido aos terminais do condensador no circuito ressonante TX; canal 4 é sinal a saída do amplificador que vai ser lido pelo arduino.

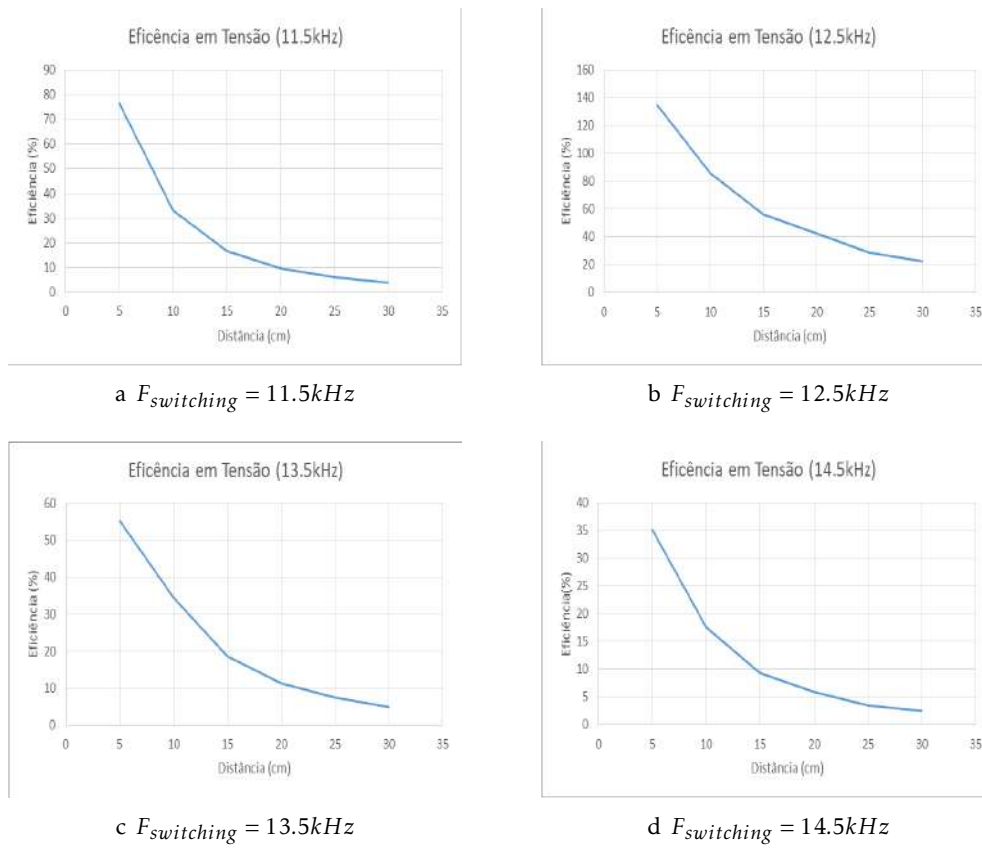


Figura 4.17: Gráficos da variação da eficiência de tensão em função da distância para diferentes frequências de switching.

CONCLUSÕES E PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo final são apresentadas as conclusões assim como algumas propostas de trabalhos futuros para continuação do desenvolvimento deste tema, tendo como base a experiência adquirida neste trabalho. Serão analisados os resultados obtidos dos testes e resultados do capítulo anterior, focando os aspectos positivos e negativos do desenvolvimento do trabalho e apontando os pontos onde se poderiam apresentar melhorias. Desta maneira, pretende-se criar uma forte base de conclusões onde se possam apoiar futuras propostas de trabalho, partindo dos resultados obtidos nesta dissertação.

5.1 Conclusões

O principal objetivo desta dissertação consistia em desenvolver um sistema de controlo capaz de sintonizar a frequência ressonante de um sistema de transmissão de energia sem fios baseado em Ressonância Magnética. As contribuições originais desta dissertação focam-se na utilização um amplificador magnético ou [SCR](#) e de um ArduinoMega para alcançar esse objetivo.

A aplicação construída tem a finalidade de aumentar a eficiência de transmissão de energia, sendo que durante o desenvolvimento deste trabalho foi possível verificar que existem diversos métodos para alcançar esse objetivo. Contudo, ainda assim, foram propostos alguns procedimentos inovadores para a conclusão deste projecto.

Inicialmente, foi proposto fazer o controlo utilizando um conversor frequência-tensão suportando esta ideia no facto de a impedância refletida da carga afectar a frequência de funcionamento do circuito. No entanto, a variação que ocorre não afecta a frequência de funcionamento, mas sim a frequência de ressonância do circuito. Ou seja, quando se procedeu à leitura do sinal o resultado obtido não correspondia à frequência de ressonância desejada, mas sim à frequência de switching, (que é a frequência do sinal que alimenta

a bobine driver). Desta maneira, demonstrou-se assim impossível calcular o desvio deste ponto funcionamento ao ponto de ressonância.

De seguida, foi proposta outra abordagem: utilizar um conversor tensão-frequência, apoiando esta ideia no facto de a amplitude do sinal ser proporcional à aproximação do ponto de sintonia. Assim, quanto mais perto estamos desse ponto maior será a frequência convertida, na medida que era expectável que se pudesse encontrar o ponto de sintonia. Porém, esta abordagem também não se revelou ser muito eficiente, uma vez que a conversão da tensão do sinal lido em frequência não apresentava resultados satisfatórios: a conversão não era linear, havia saltos muito grandes de frequência, ou seja, as frequências convertidas eram muito altas ou muito baixas, sem haver pontos intermédios. Portanto, esta abordagem foi rejeitada uma vez que só adicionava ruído e arruinava a pouca informação que tínhamos disponível (a amplitude do sinal de entrada). Em suma, o circuito de leitura ficou reduzido a um amplificador operacional com montagem não-inversora seguida por um amplificador com montagem seguidora, cujo o objetivo era o de isolar o sinal do resto do circuito de controlo.

Com a finalização do circuito de aquisição de dados, procedeu-se à análise do sistema de [WPT](#). Desta análise foi possível identificar a frequência de ressonância de ambos os circuitos ressonantes e ainda parametrizar o efeito que a corrente de controlo (que atravessa o [SCR](#)) tem sobre estes. Desta maneira, determinaram-se os intervalos de frequência que é possível controlar e verificou-se que apenas um terço do tamanho de cada intervalo, se interceta nos $12.6kHz - 13.1kHz$. Assim sendo, decidiu-se limitar o controlo apenas à bobine emissora, uma vez que esta apresentava o intervalo de frequências mais baixo e o aumento da corrente no receptor só iria aumentar a diferença entre as duas frequências ressonantes. Assim sendo, foram identificados os requisitos necessários para o controlo eficiente deste sistema e dimensionou-se um circuito atuador capaz de controlar a corrente DC que atravessa a bobine de controlo, através de um sinal [PWM](#).

Com todo o circuito de controlo dimensionado e implementado foi possível efetuar testes ao seu funcionamento. Para tal, foram feitos vários testes para diferentes distâncias e diferentes frequências, que permitiram tirar algumas conclusões. Primeiro, o controlador estava a funcionar, sendo que era capaz de encontrar automaticamente o ponto de sintonia e de se ressincronizar se houvesse uma grande mudança na amplitude do sinal, (aproximadamente 10%). Segundo, a frequência que apresentou melhores resultados na transmissão de energia foi os $12.5kHz$, sendo que esta se encontrava no início do intervalo de interceção das frequências de ressonância, esta era a que apresentava maior maior eficiência de transmissão entre os dois circuitos.

Concluindo, o circuito de controlo demonstrou bons resultados na sua capacidade de sintonização de frequências e provou a viabilidade da utilização de um amplificador magnético para aplicações de pequena potência. No entanto, o tamanho reduzido da experiência torna difícil de saber se esta solução será escalável para uma aplicação de alta potência, (como seria o caso do carregamento de carros elétricos). Nesse sentido, no próximo capítulo serão sugeridos propostas de trabalho que podem ser desenvolvidas

nesta área, num futuro próximo.

5.2 Proposta de Trabalhos Futuros

Considerando os aspetos referidos na conclusão e os resultados dos testes discutidos no capítulo anterior, é necessário colocar em ordem algumas propostas de trabalho futuro.

Começando pelo sistema [WPT](#), sugere-se um estudo ou uma reconstrução dos circuitos ressonantes com especial atenção às indutâncias das bobines, com objetivo de sincronizar as frequências ressonantes de ambas garantindo assim um aumento da eficiência de transmissão. Continuando a falar na reestruturação do circuito ressonante, poderiam ser utilizados núcleos saturáveis maiores, bobines ressonantes com diferentes dimensões e ainda configurações de bobines de controlo diferentes, permitindo estudar como é que se poderia aumentar a variação de indutância, criando assim um maior intervalo de frequências de controlo, proporcionando mais informação sobre como aumentar a eficiência de transmissão.

Outro trabalho futuro poderia consistir na optimização do funcionamento do controlador, tanto ao nível de software, (que poderia utilizar um algoritmo mais rápido de sintonização de frequências), como ao nível do hardware, uma vez que o sinal de [PWM](#) produzido pelo arduino produzia muito ruído ao sinal de transmissão. Paralelamente, poderia ser implementada uma maneira de ler os valores que chegam à bobine ressonante RX e programar o controlador para encontrar o ponto em que o rácio entre os dois valores será maior.

Finalmente, outra proposta de trabalho seria a de fazer um teste sobre a variação da impedância de uma bateria para diversos pontos de carregamento com o objetivo de identificar o intervalo de frequências que seria necessário controlar.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J. A. G. Akkermans, M. C. Van Beurden, G. J. N. Doodeman e H. J. Visser. “Analytical models for low-power rectenna design”. Em: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (2005). ISSN: 15361225. DOI: [10.1109/LAWP.2005.850798](https://doi.org/10.1109/LAWP.2005.850798).
- [2] M. Ali, G. Yang e R. Dougal. “A new circularly polarized rectenna for wireless power transmission and data communication”. Em: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (2005). ISSN: 15361225. DOI: [10.1109/LAWP.2005.851004](https://doi.org/10.1109/LAWP.2005.851004).
- [3] P. Basset, A. Kaiser, B. Legrand, D. Collard e L. Buchaillot. “Complete system for wireless powering and remote control of electrostatic actuators by inductive coupling”. Em: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* (2007). ISSN: 10834435. DOI: [10.1109/TMECH.2006.886245](https://doi.org/10.1109/TMECH.2006.886245).
- [4] V. Baste, Æ. T. Riise e Æ. B. E. Moen. “Radiofrequency electromagnetic fields ; male infertility and sex ratio of offspring”. Em: (2008), pp. 369–377. DOI: [10.1007/s10654-008-9236-4](https://doi.org/10.1007/s10654-008-9236-4).
- [5] T. C. Beh, S. Member, M. Kato, N. Member e T. Imura. “Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling”. Em: c (2011).
- [6] J. Breckenkamp, G. Berg-beckhoff, E. Münster, J. Schüz, B. Schlehofer, J. Wahrendorf e M. Blettner. “Feasibility of a cohort study on health risks caused by occupational exposure to radiofrequency electromagnetic fields”. Em: 9 (2009), pp. 1–9. DOI: [10.1186/1476-069X-8-23](https://doi.org/10.1186/1476-069X-8-23).
- [7] T. P. Duong e J.-W. Lee. “Experimental Results of High-Efficiency Resonant Coupling Wireless Power Transfer Using a Variable Coupling Method”. Em: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 21.8 (2011), pp. 442–444. ISSN: 1531-1309. DOI: [10.1109/LMWC.2011.2160163](https://doi.org/10.1109/LMWC.2011.2160163).
- [8] D. Flight. “NASA Facts”. Em: (2004).
- [9] K. Fotopoulou e B. W. Flynn. “Wireless power transfer in loosely coupled links: Coil misalignment model”. Em: *IEEE Transactions on Magnetics* 47.2 PART 2 (2011), pp. 416–430. ISSN: 00189464. DOI: [10.1109/TMAG.2010.2093534](https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2093534).

- [10] J. Gao. "Traveling magnetic field for homogeneous wireless power transmission". Em: *IEEE Transactions on Power Delivery* (2007). ISSN: 08858977. DOI: [10.1109/TPWRD.2006.876645](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2006.876645).
- [11] P. E. Glaser. "Method and Apparatus for Converting Solar Radiation to Electrical Power". Em: *Method and Apparatus for Converting* 3,781,647 (1973).
- [12] R. W. Y. Habash, J. M. Elwood, D. Krewski, W. G. Lotz, J. P. McNamee, F. S. Prato, R. W. Y. Habash, J. M. Elwood, D. Krewski, W. G. Lotz, J. P. McNamee, F. S. Prato e R. Advances. "Recent Advances in Research on Radiofrequency Fields and Health : 2004 – 2007". Em: 7404.June (2017), pp. 2004–2007. DOI: [10.1080/10937400903094125](https://doi.org/10.1080/10937400903094125).
- [13] H. Hu, Y. Hu, C. Chen e J. Wang. "A system of two piezoelectric transducers and a storage circuit for wireless energy transmission through a thin metal wall". Em: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* 55.10 (2008), pp. 2312–2319. ISSN: 08853010. DOI: [10.1109/TUFFC.930](https://doi.org/10.1109/TUFFC.930).
- [14] W. Huang, H. Haus e W. Huang. "Coupled-mode theory". Em: *Proceedings of the IEEE* 79.10 (1991), pp. 1505–1518. ISSN: 00189219. DOI: [10.1109/5.104225](https://doi.org/10.1109/5.104225). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=104225>.
- [15] A Irgens, K Krüger e M Ulstein. "The effect of male occupational exposure in infertile couples in Norway." Em: *Journal of occupational and environmental medicine* (1999). ISSN: 1076-2752.
- [16] Y.-J. P. JinWook Kim, Hyeon-Chang Son, Kwan-Ho Kim. "Efficiency Analysis of Magnetic Resonance Wireless Power Transfer With Intermediate Resonant Coil". Em: *Ieee Antennas and Wireless Propagation Letters* 10.1 (2011), pp. 389–392. ISSN: 1536-1225. DOI: [10.1109/LAWP.2011.2150192](https://doi.org/10.1109/LAWP.2011.2150192).
- [17] A. Karalis. "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer". Em: 323 (2008), pp. 34–48. DOI: [10.1016/j.aop.2007.04.017](https://doi.org/10.1016/j.aop.2007.04.017).
- [18] M Kiani, U. M. Jow e M Ghovanloo. "Design and Optimization of a 3 Coil Inductive Link for Efficient Wireless Power Transmission". Em: *Ieee Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 5.6 (2011), pp. 579–591. ISSN: 19324545. DOI: [10.1109/Tbcas.2011.2158431](https://doi.org/10.1109/Tbcas.2011.2158431).
- [19] A Kurs, A Karalis, M Robert, J. D. Joannopoulos, P Fisher e M Soljacic. "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances". Em: *Science* 317.5834 (2007), pp. 83–86. ISSN: 0036-8075. DOI: [10.1126/science.1143254](https://doi.org/10.1126/science.1143254).
- [20] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher e M. Soljacic. "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances." Em: *Science* 317.5834 (2007), pp. 83–6. ISSN: 1095-9203. DOI: [10.1126/science.1143254](https://doi.org/10.1126/science.1143254). URL: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/17556549>.

-
- [21] C. K. Lee, W. X. Zhong e S. Y. R. Hui. "Effects of magnetic coupling of nonadjacent resonators on wireless power domino-resonator systems". Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.4 (2012), pp. 1905–1916. ISSN: 08858993. DOI: [10.1109/TPEL.2011.2169460](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2169460).
- [22] S. H. Lee e R. D. Lorenz. "Development and validation of model for 95%-efficiency 220-W wireless power transfer over a 30-cm air gap". Em: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47.6 (2011), pp. 2495–2504. ISSN: 00939994. DOI: [10.1109/TIA.2011.2168555](https://doi.org/10.1109/TIA.2011.2168555).
- [23] Z. N. Low, R. A. Chinga, R. Tseng e J. Lin. "Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system". Em: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2009). ISSN: 02780046. DOI: [10.1109/TIE.2008.2010110](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2010110).
- [24] H Mansor, M. A. A. Halim, M. Y. Mashor e M. A. Rahim. "Application on Wireless Power Transmission for Biomedical Implantable Organ". Em: *4th Kuala Lumpur International Conference on Biomedical Engineering 2008*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2008, pp. 40–43. DOI: [10.1007/978-3-540-69139-6_15](https://doi.org/10.1007/978-3-540-69139-6_15). URL: http://link.springer.com/10.1007/978-3-540-69139-6_{_}15.
- [25] T. Mizuno, S. Yachi, A. Kamiya e D. Yamamoto. "Improvement in efficiency of wireless power transfer of magnetic resonant coupling using magnetoplated wire". Em: *IEEE Transactions on Magnetics* 47.10 (2011), pp. 4445–4448. ISSN: 00189464. DOI: [10.1109/TMAG.2011.2158525](https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2158525). arXiv: [arXiv:1011.1669v3](https://arxiv.org/abs/1011.1669v3).
- [26] X. Mou e H. Sun. "Wireless Power Transfer: Survey and Roadmap". Em: *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Vol. 2015. 646470. IEEE, 2015, pp. 1–5. ISBN: 978-1-4799-8088-8. DOI: [10.1109/VTCSpring.2015.7146165](https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2015.7146165). arXiv: [1502.04727](https://arxiv.org/abs/1502.04727). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7146165/>.
- [27] J. Park, Y. Tak, Y. Kim e S. Nam. "Investigation of adaptive matching by the frequency tracking method for wireless power transfer". Em: 59.5 (2007), pp. 925–928.
- [28] S. Platt. *Magnetic Amplifiers - Theory and Application*. PRETENCI HALL, INC, 1958.
- [29] S. Pu e H. T. Hui. "Improvement of Power Gain for Efficient Wireless power Transmission by Using 2Tx × 2Rx Coil Array". Em: *Isie 2013* (2013), pp. 3–6.
- [30] A. P. Sample, D. A. Meyer e J. R. Smith. "Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer". Em: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.2 (2011), pp. 544–554. ISSN: 0278-0046. DOI: [10.1109/TIE.2010.2046002](https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2046002). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5437250/>.

- [31] R. R. A. Syms, E. Shamonina, V. Kalinin e L. Solymar. “A theory of metamaterials based on periodically loaded transmission lines: Interaction between magnetoinductive and electromagnetic waves”. Em: *Journal of Applied Physics* 97.6 (2005), p. 064909. ISSN: 0021-8979. DOI: [10 . 1063 / 1 . 1850182](https://doi.org/10.1063/1.1850182). URL: [http : / / aip . scitation.org/doi/10.1063/1.1850182](http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.1850182).
- [32] P. Taylor, Y. Kim e S. Lim. “Journal of Electromagnetic Waves and Compact magnetic coupled resonator with high efficiency during misaligned wireless power transmission”. Em: 5071.March 2014 (2013), pp. 37–41. ISSN: 09205071. DOI: [10 . 1080 / 09205071 . 2013 . 829392](https://doi.org/10.1080/09205071.2013.829392).
- [33] P. A. Valberg, T. E. V. Deventer e M. H. Repacholi. “Workgroup Report : Base Stations and Wireless Networks — Radiofrequency (RF) Exposures and Health Consequences”. Em: 3 (2007), pp. 416–424. DOI: [10 . 1289 / ehp . 9633](https://doi.org/10.1289/ehp.9633).
- [34] F. Zhang, S. A. Hackworth, W. Fu, C. Li, Z. Mao e M. Sun. “Relay Effect of Wireless Power Transfer Using Strongly Coupled Magnetic Resonances”. Em: *Magnetics, IEEE Transactions on* 47.5 (2011), pp. 1478–1481. ISSN: 0018-9464. DOI: [10 . 1109 / TMAG . 2010 . 2087010](https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2087010).
- [35] X. Zhang, S. L. Ho e W. N. Fu. “Quantitative design and analysis of relay resonators in wireless power transfer system”. Em: *IEEE Transactions on Magnetics* 48.11 (2012), pp. 4026–4029. ISSN: 00189464. DOI: [10 . 1109 / TMAG . 2012 . 2202883](https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2202883).
- [36] W. X. Zhong, C. K. Lee e S. Y. R. Hui. “Wireless power domino-resonator systems with noncoaxial axes and circular structures”. Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.11 (2012), pp. 4750–4762. ISSN: 08858993. DOI: [10 . 1109 / TPEL . 2011 . 2174655](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2174655).
- [37] W. Zhong, C. K. Lee e S. Y. Ron Hui. “General analysis on the use of tesla’s resonators in domino forms for wireless power transfer”. Em: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.1 (2013), pp. 261–270. ISSN: 02780046. DOI: [10 . 1109 / TIE . 2011 . 2171176](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2171176).

ANEXO 1 CÓDIGO ARDUINO

```
//Inicializaçao de variáveis
int xref = 0;
int v = 0;
int set=0;
int analogPin = A0; //canal analógico de entrada
int digitalPin = 12; //canal PWM que controla a corrente
///getVal - função que devolve a amplitude máxima de um sinal
int getVal() int x = 0;
int xmax = 0;
for (int i = 0; i <= 1000; i++) //para garantir que se le obtem a amplitude máxima do
sinal é seleccionado o valor máximo dentro de 1000 amostras
x = analogRead(analogPin);
if (xmax < x)
xmax = x;
return xmax;
//writeVal - função que determina qual o valor do PWM que esta a saida void write-
Val(int v)
if (v < 256 && v > 0)
analogWrite(digitalPin, v);
else
analogWrite(digitalPin, 0);
//SetMax - função que selecciona o valor de duty cycle (corrente) para o qual amplitude
do sinal de entrada é maior
int setMax()
int s=0, sMax=0;
```

```
int duty=0;
Serial.println("I just entered setMax"); // debugging
for(int i=1;i<255;i++) writeVal(i); delay(100); s=getVal(); // Serial.println(s); if(s>sMax)
sMax=s; duty=i;
return duty;
////////////////////////////////////
void setup() // put your setup code here, to run once: Serial.begin(9600); pinMode(analogPin,
INPUT); pinMode(digitalPin, OUTPUT); set=0;
void loop() // put your main code here, to run repeatedly:
if(set==0)
int duty=setMax();
set=1;
writeVal(duty);
delay(100); xref= getVal(); Serial.print("Valor referência "); // prints a label Serial.print(
xref ); Serial.print("duty "); // prints a label Serial.println( duty ); delay(1000);
int x = getVal(); //Serial.println( x );
Serial.println(x);
if(xref - x > 15) Serial.println("Amplitude desceu 10set=0;
// send data only when you receive data: if (Serial.available() > 0) // read the inco-
ming byte: byte incomingByte1 = Serial.read(); byte incomingByte2 = Serial.read();
switch((char) incomingByte1)
case 's': Serial.println("I received: s for scan"); set=0; break;
case 'x': Serial.println("I received: X to reset"); v=0; writeVal(v); break;
case 'd': Serial.print("I received: D for down "); v=v-25; writeVal(v); Serial.print("DOWN:");
Serial.println(v); break;
case 'u': v=v+25; writeVal(v); Serial.print("UP:"); Serial.println(v); break;
```